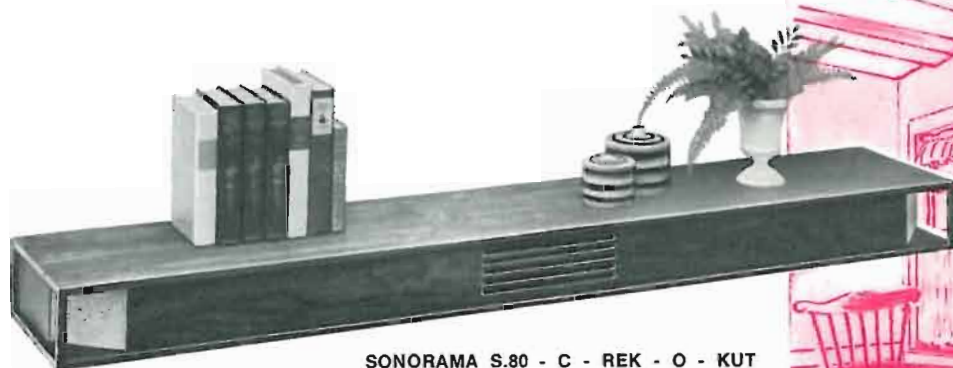
TV
l'antenna
ANNO XXXVII - DICEMBRE 1965
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
12
LIRE 500

SONORAMA

COMPLESSO HI-FI STEREO PROFESSIONALE DA 40 WATT, DALLA PROGETTAZIONE RIVOLUZIONARIA AD UN PREZZO SBALORDITIVAMENTE BASSO

CARATTERISTICHE: • Giradischi professionale automatico ELAC MIRACORD mod. IO-H a 4 velocità, completo di base e testina magnetica mono-stereo SHURE con punta di diamante intercambiabile • Pre- Amplificatore FISHER mod. X-100A da 40 watt stereo. Risposta di frequanza alla max. potenza 20 - 20.000 Hz ± IdB. Distorsione armonica alla max. potenza 0,8%. • Riproduttore acustico REK-O-KUT SONORAMA mod. S80-C. Con questo riproduttore, dalle caratteristiche rivoluzionarie, non sono più necessarie le due casse acustiche per ottenere l'effetto stereo. Esso, date le particolari dimensioni ed elegante disegno, risolve ogni problema all'arredatore, anzi, gli può suggerire nuove ed interessanti soluzioni. Risposta di frequenza 50 - 18.000 Hz. Altoparlanti impiegati 6 (2 woofer - 2 midrange - 2 tweeter). Dimensioni 170 L. x 31 P. x 12,7 A. in cm. Alimentazione generale dell'impianto 220 V. 50 Hz. ACCESSORI fornibili come extra: mobiletto contenitore in noce per il Fisher X100-A mod. 50UW (L. 24.000).

FISHER X - 100 A

MIRACORD 10 - H

SONORAMA S.80 - C - REK - O - KUT

L. 259.000*

ATTENZIONE!

A tutti coloro che acquisteranno questo impianto entro i mesi di Novembre e Dicembre 1965 verrà fatto omaggio di una cuffia hi-fi stereo KOSS mod. SP-3X

Agenti generali per l'Italia (Fisher-Koss/Rek-O-Kut):

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

ANNO XXXVII **12**

DICEMBRE 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Sommario

A. Banfi **513** Evoluzione dei gusti del radioascoltatore
A. Evangelisti **514** Apparecchio acustico impiegante quattro transistori
517 Notiziario industriale
A. R. **518** Il nuovo sistema di televisione a colori Secam 3a
523 Notiziario industriale
K. K. **524** Regolazione del traffico via radio: aumento della sicurezza
H. Schreiber **526** Il transistore ad effetto di campo 95 BFY
532 ECLL 800, doppio pentodo con triodo invertitore di fase per stadio finale audio
F. Ghersel **539** La microelettronica e i transistori ad effetto di campo - Parte seconda: La microelettronica
543 Notiziario industriale
544 L'autoradio Philips ad onde corte, mod. N6X16T
P. Soati **548** Note di servizio dei ricevitori di TV CONDOR serie P11
P. Loyez **553** Alla ricerca di un'alta fedeltà raggiungibile - Parte seconda: Il condizionamento acustico del locale
a. f. **559** A colloquio coi lettori
560 Archivio schemi

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Evoluzione dei gusti del radioascoltatore

Dopo tanti urli, strilli e musica epilettoide, finalmente si sta ritornando alla musica seria.

E' questa una felice constatazione che si può oggi fare a mente serena e con cognizione di fatti concreti.

E, si badi bene, non si tratta di una reazione di pubblico anziano tradizionalista, ma bensì di un rinnovato gusto musicale dei giovani che si stanno ormai stancando dell'inflazione delle canzonette.

Il mercato discografico ha già accusato nettamente questa nuova tendenza musicale dei giovani, ove Beethoven, Brahms, Wagner, Rossini, Verdi, con gli innumerevoli altri « grandi » della musica con la « emme » maiuscola riprendono irresistibilmente il posto loro destinato dalla fama e dalla storia.

E di questa nuova situazione si sono già resi conto, con sagace intuizione, anche i programmatori della R.A.I., inserendo nelle trasmissioni radiofoniche un cospicuo e graditissimo repertorio di musica seria.

Si noti inoltre, e questa è un'altra consolante constatazione che l'attuale sintomatico orientamento dei gusti musicali del pubblico non è unicamente un fenomeno italiano, ma internazionale, riflesso sia nelle trasmissioni radiofoniche, sia nella produzione discografica.

In modo particolare, le trasmissioni radiofoniche puntano ora sulla nuova tecnica radiostereo, come estrema finezza ed esigenza d'ascolto.

Le trasmissioni radiostereofoniche si stanno ormai diffondendo in tutti i Paesi civili, accolte con immenso gradimento ed interesse da milioni di radioascoltatori.

Ed un nuovo importante compito si presenta ora ai produttori e commercianti radio: quello di affrontare i nuovi ricevitori atti all'ascolto della radiostereofonia.

E noto che il sistema universalmente adottato è quello cosiddetto « Multiplex F.C.C. » a frequenza pilota, irradiato in modulazione di frequenza, nella banda 100-104 MHz.

L'industria estera, particolarmente quella tedesca, si è già affinata nella produzione di questi nuovi radioricevitori. Ma anche l'industria italiana sta prendendo orientamenti per seguire o meglio indirizzare i gusti del nostro pubblico.

E' ovvio che, poichè tali ricevitori devono essere di qualità elevata per le imprescindibili esigenze musicali d'ascolto, il loro costo sarà sensibilmente superiore a quello di tipo corrente.

Però, senza entrare nella categoria dei complessi ad alta fedeltà di costo superiore alle 300.000 lire (tanto per fissare un traguardo di riferimento), è possibile realizzare dei radioricevitori stereo con altoparlanti incorporati o separati, a prezzi non superiori alle 100.000 lire, pur rispettando ottime qualità di ascolto musicale.

Si tratta di complessi riceventi preferibilmente con altoparlanti separati ad alta qualità pur con dimensioni ridotte, a valvole o a transistor, con una potenza d'uscita intorno ai 2 x 10 watt.

Su questa falsariga l'industria italiana sta lavorando attivamente e presto ne vedremo i risultati.

Se ne rallegreranno anche i cultori della buona musica che vedranno così valorizzati i loro gusti in un incomparabile godimento spirituale.

dott. ing. A. Evangelisti

Apparecchio acustico impiegante quattro transistori

In questo articolo viene descritto un « hearing aid » impiegante quattro transistori planari al silicio, che presenta particolari requisiti di stabilità del punto di lavoro dello stadio di uscita in funzione delle variazioni di temperatura ambiente e della tensione di alimentazione.

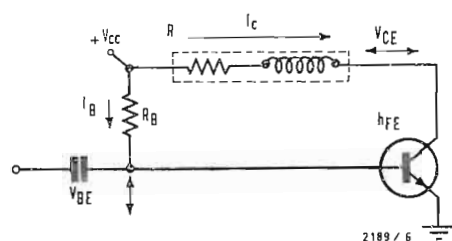



Fig. 1

1. - GENERALITÀ

Uno dei problemi non ancora soddisfacentemente risolti nella costruzione di amplificatori per « hearing aid » riguarda le condizioni di polarizzazione dello stadio di uscita.

In genere lo stadio di uscita assume la configurazione riportata in fig. 1, per cui valgono le relazioni:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R \qquad (1)$$

$$I_C = (V_{CC} - V_{BE})\, h_{FE}/R_B$$

Un esame delle (1) porta a concludere che, oltre a rendersi necessaria una scelta della R_B per ogni transistore (a causa dello spreading di h_{FL}), si ottengono punti di lavoro (I_C, V_{CL}), che sono influenzati in larga misura dalle variazioni con la temperatura di h_{FE} (1%/°C), della V_{BE} (— 2 mV/°C), da V_{CC}.

Tutto ciò comporta variazioni consistenti della dinamica utile dello stadio, oltre a un consumo decisamente variabile in funzione della tensione di alimentazione, che può assumere valori compresi tra 1,5 V e 1 V nel corso della vita della batteria.

La necessità di ovviare agli inconvenienti suaccennati ha portato allo studio di una nuova configurazione dell'amplificatore, impiegante quattro transistori planari al silicio direttamente accoppiati, che si è mostrata pienamente soddisfacente.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Prendiamo in esame il circuito di fig. 2.

L'amplificatore invertitore, che presenta un guadagno di tensione in continua A_v, è costituito da tre transistori Q_1, Q_2, Q_3, collegati direttamente.

Ammesso che il guadagno A_v sia abbastanza elevato, possiamo scrivere le seguenti relazioni:

$$V_0 = I_{B1} R_F + V_{BE1} \frac{R_F + R_S}{R_S} \qquad (2)$$

$$V_0 = I_{C4} \left| \frac{R_1}{h_{FE4}} + R_E \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right| + V_{BE4} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \qquad (3)$$

$$I_{C4} = \frac{I_{B1} R_F + \left| V_{BE1} \frac{R_F + R_S}{R_S} - V_{BE4} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right|}{\frac{R_1}{h_{FE4}} + R_E \frac{R_1 + R_2}{R_2}} \qquad (4)$$

Dalla (4) compare come la corrente dello stadio di uscita I_{C4} dipenda unicamente da V_{BE1} e V_{BE4}, supposto $h_{FE1} = h_{FE4} = \infty$ la qual cosa corrisponde a

$$I_{B1} R_F = \frac{R_1}{h_{FE4}} = 0$$

Una scelta oculata dei tipi di transistori Q_1, Q_4 fa sì che

$$\frac{\Delta V_{BE1}}{\Delta T} \left| \frac{R_F + R_S}{R_S} \right| \simeq$$

$$\simeq \frac{\Delta V_{BE4}}{\Delta T} \left| \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right|$$

entro margini abbastanza ristretti, nell'intervallo di temperatura 0° C – – 50° C, in modo da rendere I_{C4} praticamente indipendente dalla temperatura.

Si noti poi che i termini dipendenti da h_{FE1}, h_{FE4} che compaiono nella (4) e che non si annullano a causa del valore finito dei guadagni di corrente, variano nello stesso modo in funzione della temperatura, tendendo a compensarsi parzialmente.

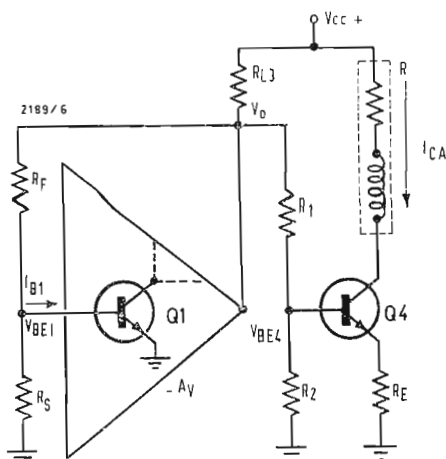



Fig. 2

3. - PROBLEMI DI PROGETTO

Nella Tab. 1 sono riportati gli andamenti delle V_{BE} in funzione della temperatura per i transistori Q_1 (BC 127) e Q_4 (BC128).

Dalla Tab. 1 compare come si abbia, nel caso pessimo,

$$\frac{\Delta V_{BE1}}{\Delta T} - \frac{\Delta V_{BE4}}{\Delta T} = -0{,}2 \text{ mV/°C}.$$

Per i transistori Q_1 e Q_4 si può inoltre assumere che sia $h_{FE1} \simeq 50$ e $h_{FE4} \simeq 200$ a temperatura ambiente $T_a = 25°$ C, rispettivamente per $I_{C1} = 50$ μA e $I_{C4} = 1$ mA, e che la variazione di h_{FE} sia di 1 %/°C.

Posto

$I_{C4} = 1{,}2$ mA, $R_E = 51$ Ω, $R_1 = 3{,}3$ kΩ, $R_2 = 18$ kΩ, $T_a = 25°$ C, avremo, dalla (3):

$$V_0 = 1{,}2 \left(\frac{3300}{200} + 51 \frac{21{,}3}{18}\right) + + 590 \frac{21{,}3}{18} = 790 \text{ mV}$$

Ricavato V_0 e posto $R_F = 24$ KΩ, si ottiene, dalla (2):

$R_S \simeq 61$ kΩ.

Ciò significa che sarà necessario scegliere per ogni amplificatore una resistenza R_S nell'intorno di 61 kΩ tale da portare I_{C4} a 1,2 mA.

Calcoliamo ora dalla (3) il valore massimo che assume V_0 all'estremo inferiore dell'intervallo di temperatura considerato (0° C) e per valori di R_1, R_2, R_E aventi una tolleranza del ± 5%.

Risulta:

$$V_{0max} = 1{,}2 \left(\frac{3450}{150} + 53{,}5 \times 1{,}2\right) +$$

Tabella 1. – Andamenti delle tensioni in funzione della temperatura.

Temperatura °C	BC127 $V_{BEON(mV)}$ @ $I_{c1} = 50$ μA			BC128 $V_{BEON(mV)}$ @ $I_{c4} = 1$ mA		
	10 %	Typ	90 %	10 %	Typ	90 %
0	601	609	622	636	643	650
25	544	551	565	584	590	597
50	484	492	506	523	533	543

Tabella 2. – Prestazioni generali dell'amplificatore.

Caratteristica	$V_{CC} = 1{,}5$ V			$V_{CC} = 1$ V		
	0° C	25° C	50° C	0° C	25° C	50° C
Guadagno G_v @ 1 KHz.....	4100	10300	15200	—	3600	6500
Dinamica (V_{pp} @ 1 KHz) ... Distorsione ≤ 8%	1,6	1,8	1,6	—	1	1
Rumore (μV rms)	—	0,85	—	—	0,5	—
Consumo (mA)	2,1 mA max					
Banda (Hz)	500 ÷ 12.000					
Controllo guadagno @ 1 KHz	40 dB					

Fig. 3

Q_1, Q_2, Q_3	BC127	C_1, C_2, C_4	10 µF
Q_4	BC128	C_3	1 µF
R_1	3,3 kΩ 5%	C_5	50 nF
R_2	18 kΩ 5%	R_S	Da scegliere nell'intorno di 61 kΩ, per ottenere $I_{C4} = 1,2$ mA.
R_F	24 kΩ		
R_{L1}	6,8 k		
R'_{L1}	1 kΩ	Microfono magnetico	$\|Z\| = 500$ Ω @ 1 kHz
R_{L2}	4,7 kΩ	Auricolare	Danavox Std-3690-57 (polarizzato, $R = 175$ Ω $\|Z\| = 1$ KΩ @ 1 KHz
R_{L3}	1,5 kΩ 5%		
R_E	51 Ω 5%		
P	500 kΩ		

Fig. 4

$+ 650 \times 1,2 = 884$ mV.

Il calcolo di V_{0max} è stato effettuato in quanto esso affretta direttamente la possibilità di ammettere un determinato limite inferiore della tensione di alimentazione V_{CC}.

Infatti, prendendo in esame il nodo al collettore di Q_3 (fig. 3), si può ricavare il legame che esiste tra V_{0max}, V_{CCmin}, I'_{C3}.

Si ha:

$$V_{CCmin} = I'_{C3} R_{L3} + V_{0max} \frac{R_{L3} + R_e}{R_e} \quad (5)$$

con $R_e = \dfrac{(R_F + R_S)(R_1 + R_2)}{R_F + R_S + R_1 + R_2}$.

Imponendo una corrente minima accettabile per I'_{C3} (~ 100 µA) si risale alla tensione V_{CCmin}:

$$V_{CCmin} = 0,1 \times 1500 + \\ + 884 \frac{1,5 + 17}{17} \simeq 1100 \text{ mV}.$$

Essendo stato impostato il calcolo sulla base del caso pessimo a 0° C, ed essendo limitate le probabilità che questo compaia, si può affermare che l'amplificatore opera soddisfacentemente con V_{CC} variabile da 1,5 a 1 V.

Per quanto riguarda le variazioni di I_{C4} in funzione della temperatura, queste, secondo un calcolo pessimistico, dovrebbero restare entro il $\pm 10\%$ nell'intervallo di temperatura 0 — 50° C.

Resta da dire che, imposta una corrente I_{C4} di 1,2 mA per $V_{CC} = 1,5$ V, al limite inferiore di V_{CC} (1 V), avremo una corrente I_{C4} minore, a causa della diminuzione di V_{BE1} e I_{B1}. Questo appare chiaro considerando la (4); la variazione di I_{C4} risulta accettabile, ed è tale da centrare la dinamica di lavoro anche per $V_{CC} = 1$ V.

Sul grafico di fig. 4 vengono riportate le variazioni di I_{C4} in funzione della temperatura e della tensione di alimentazione rilevate per cinque amplificatori pei quali i transistori sono stati scelti a caso.

Si può notare come I_{C4} rimanga entro i limiti di $\pm 10\%$ nell'intervallo di temperatura 0 - 50° C, e come I_{C4} (a 25° C) vari da 1,2 mA a 0,93 mA rispettivamente per $V_{CC} = 1,5$ V e $V_{CC} = 1$ V.

4. - PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE

Le prestazioni dell'amplificatore vengono riportate alla Tab. 2.

In fig. 5 e 6 sono riportati rispettivamente il guadagno G_v e la dinamica all'uscita in funzione della tensione di alimentazione e della temperatura.

Come è lecito attendersi, le prestazioni dell'amplificatore subiscono un deterioramento in corrispondenza delle basse tensioni di alimentazione a temperature prossime a zero °C.

Una ulteriore caratteristica dell'amplificatore è quella di essere esente da instabilità alle basse frequenze (motorboating) in presenza di una resistenza di batteria non nulla.

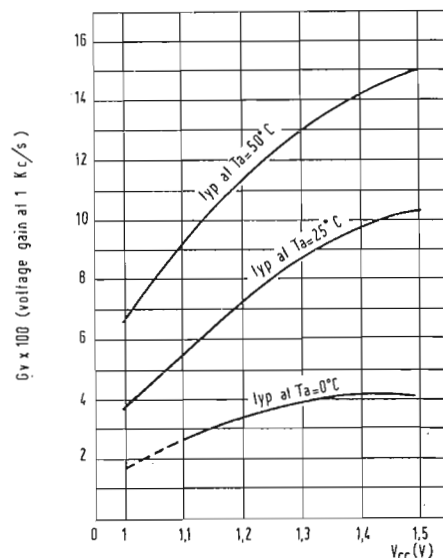



Fig. 5

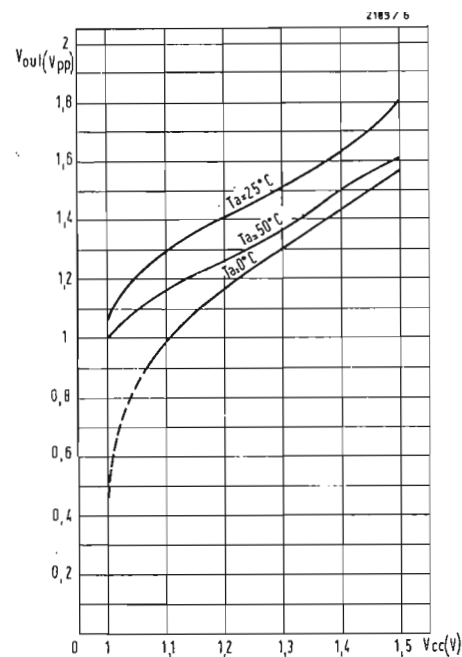



Fig. 6

5. - CONCLUSIONI

L'adizione di un amplificatore ad accoppiamento diretto, impiegante quattro transistori planari al silicio, ha permesso di conseguire buone prestazioni in un esteso intervallo di temperatura (0 — 50° C) e con tensioni di batteria da 1,5 V a 1 V. Ciò è dovuto in massima parte al particolare sistema di stabilizzazione adottato per lo stadio di uscita.

* * *

L'autore desidera ringraziare il Sig. Totis per la costruzione dei prototipi e per le accurate misure eseguite. *A.*

Nuovo supermagnete per ricerche sulla fusione termonucleare controllata

Presso il Laboratorio nazionale di Argonne, nell'Illinois, è stato costruito un nuovo esemplare di « supermagnete » un elettromagnete che può generare campi magnetici eccezionalmente elevati senza richiedere alcuna ulteriore somministrazione di energia elettrica una volta che sia stato « caricato », sfruttando le note proprietà dei superconduttori.

Un « supermagnete » di questo genere costituisce un mezzo molto utile in svariati campi della ricerca scientifica e della ingegneria per le sue caratteristiche vantaggiose rispetto a quelle degli elettromagneti ordinari; un « supermagnete », infatti, può essere eccitato da piccoli generatori elettrici o da batterie; è di peso estremamente minore a parità di intensità, e può essere contenuto entro dimensioni molto ristrette sebbene richieda una robustezza notevole tale che gli consenta di reggere alle forze prodotte dal proprio campo magnetico, di resistere all'intensissimo calore prodotto nei periodi in cui il « supermagnete » debba funzionare come un elettromagnete normale e di far fronte alle sollecitazioni, termiche e meccaniche, della « carica ».

La costruzione del conduttore usato negli avvolgimenti richiede cure particolari; presso il Laboratorio di Argonne esso è stato ottenuto come risultato di un programma biennale di studi che hanno condotto alla prova di ben 200 tipi diversi fra conduttori e relativi avvolgimenti.

Il « supermagnete » di Argonne, che dispone di tre avvolgimenti concentrici i quali possono arrivare a produrre insieme, in uno spazio cilindrico a circa 18 cm di diametro, un'intensità di campo pari a 67.000 gauss (ma è prevista la possibilità di elevarne ulteriormente il valore) non è affatto l'esemplare che consenta l'intensità magnetica più alta costruito fino ad oggi nel mondo ma è quello che offre maggiori possibilità di impiego, grazie alle dimensioni maggiori dell'anima cilindrica sede del campo: esso quindi potrà essere impiegato molto più efficacemente degli altri esemplari esistenti nelle ricerche per la fusione termonucleare controllata ed in quelle relative alla conversione diretta di energia termica in energia elettrica. (*u.s.*)

A. R.

Il nuovo sistema di televisione a colori SECAM 3a

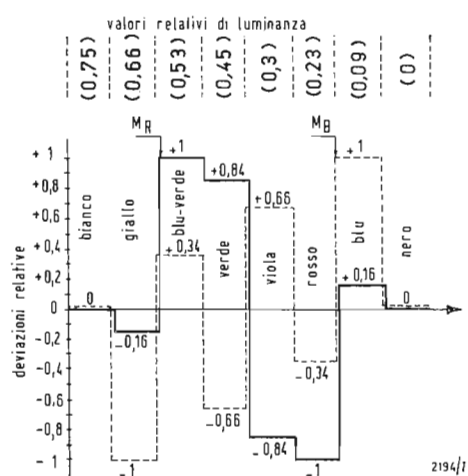



Fig. 1 - Distribuzione dei segnali cromatici entro la banda di modulazione di frequenza della sottoportante, in corrispondenza delle intensità relative di luminanza.

La Compagnie Francaise de Television (C.F.T.), creatrice del sistema SECAM di televisione a colori, ne ha recentemente rilanciato una nuova versione perfezionata e migliorata nelle sue prestazioni, denominata SECAM-3ª.
È infatti da porre in rilievo che mentre il sistema americano NTSC ha dietro di sè una dozzina di anni di esperienza e di continui affinamenti, il SECAM, che è di creazione molto recente, si sta ora assestando e perfezionando, sulla base dei risultati raccolti in un paio d'anni di trasmissioni sperimentali sistematiche.
Ed è precisamente l'insieme di tali risultati, unitamente ad innumerevoli osservazioni in sede teorico-pratica, che ha permesso di portare a termine un accurato e profondo lavoro di sintesi e revisione delle caratteristiche tecniche del sistema SECAM originale, per dargli l'attuale struttura definitiva, grandemente migliorata, del SECAM-3ª.
I parametri di trasmissione delle informazioni di crominanza sono stati riconsiderati tenendo conto di taluni fattori psico-fisiologici, ed ottenendo così un aumento di protezione del canale colore contro i disturbi, contemporaneamente ad una diminuzione della visibilità della sottoportante nelle immagini compatibili in bianco-nero.
In altre parole, sono stati praticamente annullati i due principali difetti che si potevano ascrivere al SECAM originale.
La sensibilità ai disturbi degli attuali sistemi di televisione a colori è caratterizzata da una ripartizione non uniforme dell'effetto di percezione visiva del disturbo stesso, secondo i diversi colori riprodotti; le aree rosse, ad esempio, ne sono molto più sensibili, subito seguite dalle aree blu e violette.
Si presenta pertanto una possibilità di miglioramento, cercando di realizzare una ripartizione più omogenea degli effetti dei disturbi.
L'impostazione di tale problema, pur essendo di palese evidenza, non consente però facili e soprattutto semplici soluzioni nei due sistemi di TV a colori NTSC e PAL con trasmissione simultanea delle due componenti di crominanza.

Alcune soluzioni possibili, non si sono infatti dimostrate convenienti a causa della complessità dei conseguenti circuiti di matrizzazione necessari nel ricevitore. Ben diversamente si presentano invece le possibilità di soluzioni in tal senso col sistema SECAM, a causa delle sue particolari caratteristiche di trasmissione sequenziale a MF.

La ricerca delle migliori condizioni tecniche per realizzare la più vantaggiosa ripartizione dei disturbi nelle aree cromatiche è stata effettuata tenendo conto di vari fattori fisici, opportunamente dosati e particolarmente della ben nota legge psico-fisica di Fechner. Secondo tale legge, una determinata eccitazione o « stimolo » provoca una « sensazione », inversamente proporzionale al valore assoluto dell'eccitazione stessa.

Nel nostro caso, l'eccitazione da considerarsi è la luminanza. Ed infatti, il disturbo nella crominanza è principalmente avvertito pel fatto che le condizioni di « luminanza costante », presupposto fondamentale degli attuali sistemi di trasmissione di TV a colori, non sono rigorosamente osservate alla ricezione.

Ciò è facile constatare nella ricezione di immagini di prova a barre cromatiche verticali ove le zone d'entrata a sinistra con maggiore luminanza, sono meno affette dai disturbi, molto più visibili nelle zone d'uscita a destra, a luminanza minore. Tutto ciò porta ad accentuare la protezione della luminanza per i colori aventi dei bassi valori di luminanza relativa.

Ed un efficace mezzo di protezione di tal genere è possibile col sistema SECAM agendo sulla posizione sintonica del circuito « formatore » (« mise en forme » o « cloche »), unitamente ad una opportuna scelta del senso di modulazione.
È noto infatti che la crominanza di due colori complementari è della medesima ampiezza ma di senso opposto. Tale circostanza permette pertanto di agire sulla polarità dei segnali cromatici per dosare l'effetto di protezione derivante dall'azione del circuito formatore.

I segnali cromatici trasmessi secondo le norme SECAM hanno i valori:
$M_B = -1,5\,(E'_B - E'_Y)$
$M_R = -1,9\,(E'_R - E'_Y)$

Pertanto il senso di modulazione del segnale $E'_R - E'_Y$, è tale che per le aree rosse la deviazione è negativa, mentre per le aree blu il senso di modulazione è positivo. Per dosare la più conveniente ampiezza di questi due segnali a basso valore di luminanza, si fa in modo di spostare la frequenza di riposo del circuito formatore di preaccentuazione (cloche) in una posizione tale da ottenere sperimentalmente il miglior risultato: ridurre il disturbo visibile per trasferirlo in altre aree ad elevato valore di luminanza.
Il diagramma di fig. 1 mostra i valori delle deviazioni relative ai vari colori trasmessi.
Appare inoltre dallo stesso diagramma, come i valori relativi della luminanza decrescano dal bianco verso il nero, secondo le varie zone cromatiche.
È noto che le caratteristiche funzionali del sistema SECAM già descritte varie volte su *l'« antenna »*, comprendono l'azione di un particolare circuito « formatore » (mise en forme) alla trasmissione, integrato da un corrispondente circuito complementare (cloche) alla ricezione (Fig. 2).
Tale azione si traduce in un effetto importante di protezione contro i disturbi, effetto però variabile con la frequenza di modulazione della sottoportante, e più efficace in corrispondenza alla frequenza centrale della sottoportante stessa (4,43 MHz), sulla quale si trovano sintonizzati i circuiti di « mise en forme » e di « cloche ».
Considerando ora che le tre zone cromatiche (rosso, blu, violetto) che necessitano di maggiore protezione contro i disturbi, sono come abbiamo visto (fig. 1) raggruppate verso le frequenze di modulazione inferiori, ne deriva come logica conseguenza spostare la sintonia dei predetti circuiti verso tali frequenze.
Pertanto nel SECAM-3ª, l'accordo dei circuiti di « mise en forme » e di « cloche » è stata spostata di 80kHz, dalla posizione originale di 4,43 MHz, verso le frequenze più basse, in modo da collocarla all'incirca al centro della zona cromatica da proteggere (fig. 3).
Così facendo si è ottenuto il risultato di accrescere la protezione verso i disturbi, nelle aree cromatiche rosso, blu, violetto, ovviamente a scapito delle aree verde e giallo ove però, in aderenza alla legge di Fechnr, l'effetto dei disturbi sulla « sensazione », è ridotta proporzionalmente al valore assoluto della luminanza, che è massima per questi ultimi colori.
I risultati sperimentali hanno confermato queste previsioni teoriche con l'ottenimento di una sensibile riduzione complessiva dei disturbi visibili nell'immagine, derivante da una ripartizione più uniforme del disturbo nelle diverse aree cromatiche.
Questa nuova posizione dei circuiti di protezione con le relative conseguenze nelle ampiezze di modulazione dei segnali cromatici, ha inoltre permesso un sensibile aumento dell'ampiezza della sottoportante e delle sue deviazioni di frequenza in modulazione con ulteriore evidente beneficio nella protezione contro i disturbi ed allargamento dell'area di servizio delle emissioni.
È da notarsi che tale accresciuto livello della sottoportante, non ha conseguenze dannose sulla compatibilità, e ciò in virtù, anche in questo caso, della legge di Fechner.

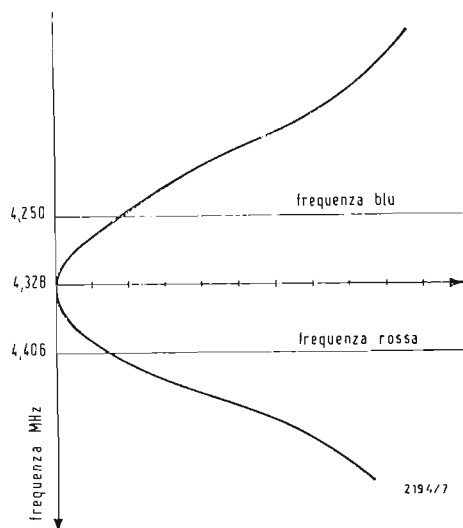



Fig. 3 - Spostamento della posizione sintonica del circuito di correzione (cloche) nel nuovo sistema SECAM-3ª.

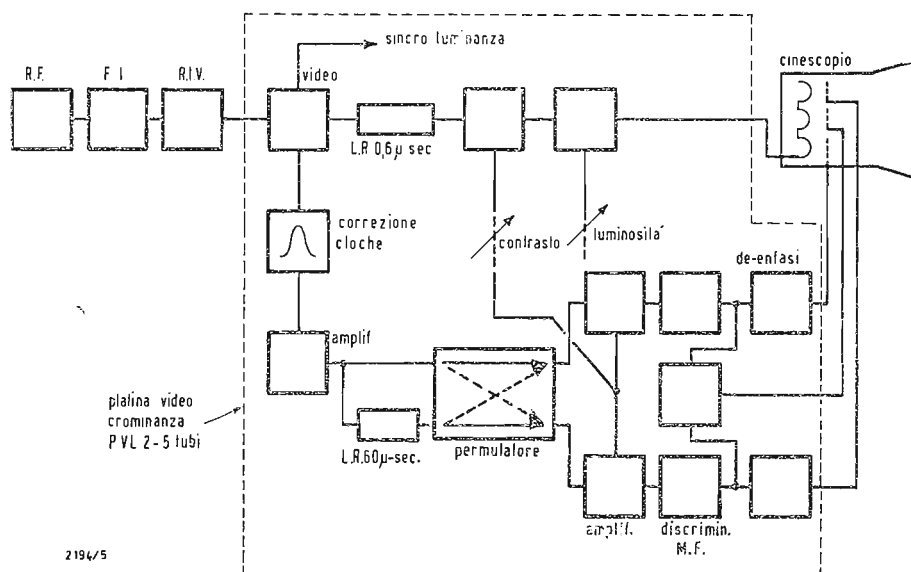
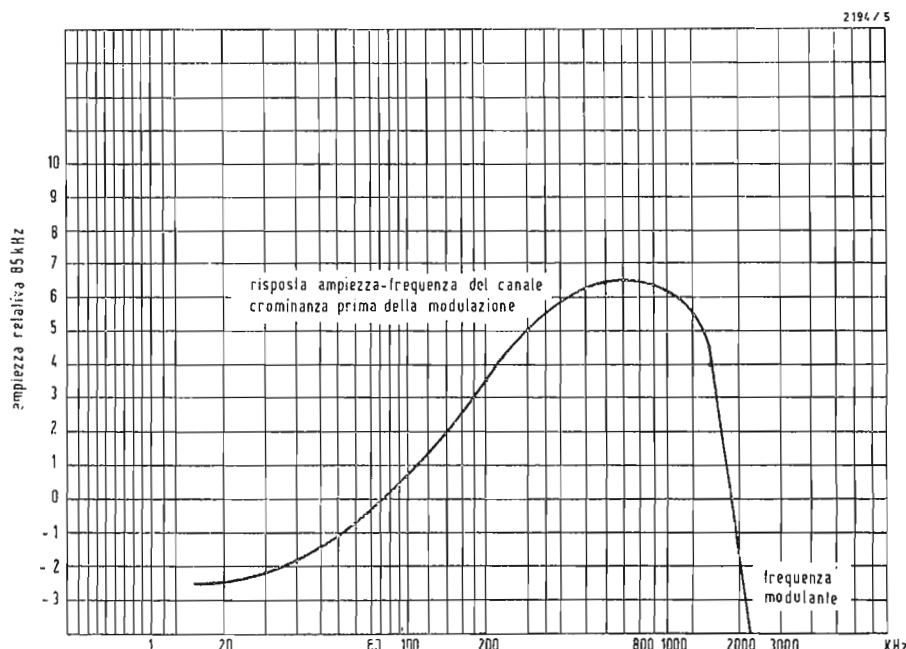



Fig. 2 - Schema di principio della sezione video-crominanza di un televisore sistema SECAM.

Fig. 4 - Curva di risposta ampiezza-frequenza (preaccentuazione) del canale di crominanza, prima della modulazione.

Il decentramento dei circuiti di protezione e l'aumento complessivo del livello della sottoportante (da 140 mV a 160 mV), contribuiscono entrambi ad incrementare il livello di sottoportante nelle aree cromatiche poco saturate, con sensibile miglioramento della qualità dell'immagine.

Poichè, come è noto, nel sistema SECAM la sottoportante di colore viene modulata di frequenza, tutti gli interventi correttivi normali nella MF sono stati adottati. In modo particolare la preaccentuazione video, il cui effetto ben noto sul segnale modulante è un distanziamento dei limiti d'escursione con accentuazione delle componenti di frequenza superiore, che a sua volta provoca delle creste d'ampiezza in corrispondenza di brusche variazioni di livello.

E poichè tali creste non possono superare un determinato valore, che provocherebbe una sovrammodulazione dannosa, si ricorre solitamente ad un dispositivo limitatore controllato dal tasso di modulazione limite ammesso: e ciò anche in considerazione della banda di frequenza trasmessa.

Ne deriva però che l'intervento del limitatore, anche se poco frequente nel corso di trasmissioni normali, provoca delle distorsioni che si traducono in un effetto di « trascinamento » simile ad un taglio di banda, particolarmente avvertibile nei transitori di notevole ampiezza.

Per ovviare a tali inconvenienti, anche se lievi e poco appariscenti, nel SECAM-3ª sono stati adottati nuovi parametri di modulazione e precisamente:

1) il tasso limite di modulazione è stato ridotto da 5,6 a 3;

2) la frequenza di riferimento « zero » per la curva di preaccentuazione è stata portata da 70 kHz a 85 kHz (fig. 4);

3) i limiti di escursione sono stati portati da (— 550 kHz; + 500 kHz) a (—450 kHz; + 350 kHz), con una deviazione nominale di 280 kHz in luogo della precedente di 230 kHz.

Il circuito di preaccentuazione è centrato su 4,29 MHz.

Le verifiche sperimentali di queste modificazioni hanno confermato in pieno tutte le previsioni, migliorando in modo sensibile le prestazioni generali della trasmissione col sistema SECAM, pur senza introdurre complicazioni nel ricevitore che conserva la sua originale semplicità.

A quest'ultimo proposito, sarà bene richiamare alcune considerazioni tecniche, forse non sufficientemente apprezzate del sistema SECAM, nei rispetti degli altri due sistemi NTSC e PAL.

In modo particolare è stato insistentemente posto l'accento sulle protezioni circuitali del sistema PAL contro le distorsioni di fase derivanti dalla dissimmetria delle bande laterali della sottoportante di crominanza (soluzioni equibanda e « vestigial »).

Ma non si deve dimenticare che col sistema SECAM, tale problema non si pone neppure, e non occorre pertanto alcuna inerente elaborazione circuitale nel ricevitore.

Si attenuano così grandemente gli effetti dannosi di un eventuale taglio della banda passante video che potrebbe sempre verificarsi per imperfetta taratura dei circuiti a radiofrequenza.
Ciò significa che un televisore SECAM è praticamente insensibile (naturalmente entro limiti ragionevoli) agli effetti dannosi derivanti da un impianto d'antenna imperfetto o da una insufficiente messa a punto (sempre molto delicata) della media frequenza.
Se a questo si aggiunge l'estrema semplicità circuitale del televisore SECAM che non necessita di alcun comando accessorio del colore (ha praticamente gli stessi comandi esterni di un normale televisore in bianco-nero), mentre il televisore PAL per ottenere analoghi risultati deve ricorrere a complessi e più critici circuiti elettronici accessori, non vi dovrebbero essere dubbi circa i vantaggi pratici complessivi offerti dall'attuale versione del sistema SECAM.

1. - IL TELEVISORE SECAM

Giunti a questo punto è molto interessante esaminare alcuni profili riguardanti il televisore vero e proprio, coi suoi riflessi industriali e commerciali.
Recenti sviluppi tecnologici, effettuati nei laboratori della CFT, hanno portato ad una ulteriore semplificazione circuitale del televisore SECAM, che si può oggi considerare il più economico in paragone agli altri due: NTSC e PAL.

Infatti la versione più recente di televisore a colori SECAM (fig. 2) denominato RS16, comporta, oltre ad alcune semplificazioni circuitali, 4 valvole in meno, 3 delle quali nella sezione crominanza della precedente versione RS15. È inoltre noto che mentre nei televisori NTSC e PAL occorre un oscillatore di sottoportante cromatico ad alta stabilità, controllato a quarzo, il televisore SECAM ne fa a meno e ciò per il suo diverso principio di funzionamento.
Ed è pure opportuno ricordare ancora una volta che proprio per tale principio fondamentale, il televisore SECAM non necessita di alcuna regolazione del colore, ciò che porta automaticamente a semplificazioni circuitali. Inoltre per le caratteristiche tecniche del SECAM-3ª, già illustrate sopra, le tolleranze di taratura dei vari circuiti sono divenute sensibilmente maggiori, con conseguente semplificazione ed abbreviazione delle operazioni inerenti alla messa a punto globale, durante la produzione del televisore.

Ciò va tenuto nel debito conto come conseguenza importante di un minor costo di produzione; quest'ultimo profilo si riflette inoltre su un maggior volume di produzione (tempo ridotto di tarature) ed una maggiore uniformità e semplicità di montaggio.
Infatti per le già accennate caratteristiche tecniche, la costruzione del televisore SECAM può effettuarsi montando rapidamente i vari pannellini circuitali già predisposti e provati con semplici operazioni di controllo.
Un controllo e messa a punto finale, niente affatto critica, chiuderà il ciclo di lavorazione.
Sotto questo particolare aspetto, il televisore SECAM presenta degli enormi, indiscutibili vantaggi sugli altri due sistemi concorrenti a ciò proprio in virtù del diverso principio funzionale del sistema.
Ed è anche bene ricordare che tutti i perfezionamenti tecnici funzionali sopra accennati circa le rese cromatiche nei riguardi dei disturbi e dell'insensibilità alle varie distorsioni che si verificano in trasmissione, propagazione e ricezione del segnale, sono possibili in modo semplice e pratico unicamente col sistema SECAM.
Ovviamente, non vi è alcun sistema assolutamente perfetto al cento per cento: qualche vantaggio si deve pur pagare con qualche svantaggio. Tutto sta nel raggiungimento di un ponderato equilibrio di un compromesso razionale fra i vari coefficienti in antitesi.
Nel caso particolare del SECAM, i numerosi, indiscutibili e soprattutto importanti vantaggi funzionali sono scontati in modo fortunatamente leggero e praticamente trascurabile, dalla presenza di un lievissimo sottofondo sabbioso nelle ricezioni con campo debole (mentre ove il campo è appena normale, sono inavvertibili).
Parimenti nell'immagine compatibile in bianco-nero può essere talvolta presente, sempre in zone di campo debole, un lievissimo sottofondo sabbioso, che diviene però trascurabile in campo normale.
A quest'ultimo proposito è comunque da osservare che la qualità dell'immagine compatibile assume diverse espressioni secondo il genere soggettivo dell'osservatore.
Infatti il tecnico che conosce l'esistenza della sottoportante di crominanza, ne va alla ricerca scrupolosa osservandola nei minimi dettagli su ricevitori di ottima qualità: nelle immagine fisse, generalmente trasmesse per prova, la visibilità della sottoportante è massima, mentre diviene praticamente trascurabile nelle immagini in movimento.
Il telespettatore non tecnico, al contrario, ignorando l'esistenza della sottoportante, osserva l'immagine come al solito con un ricevitore commerciale a definizione corrente.

Fig. 5 - Nuova "platina" di crominanza SECAM (PVL2).

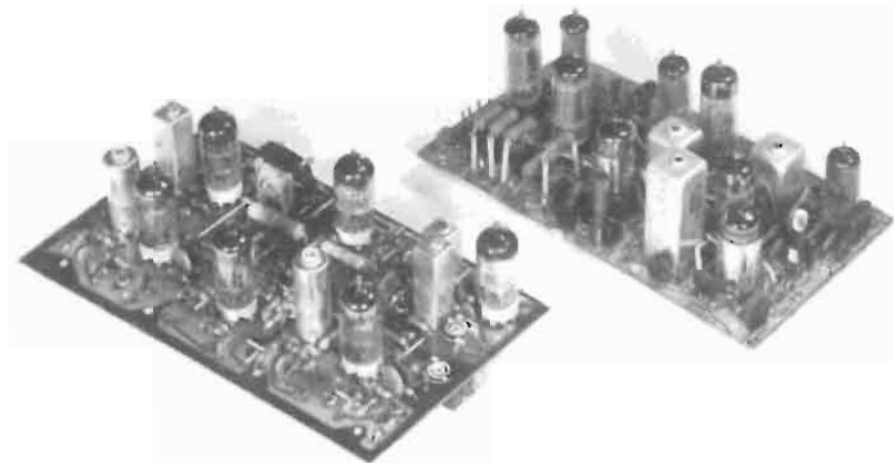



Fig. 6 - Platina originale di crominanza NTSC a 9 valvole e corrispondente platina SECAM a 6 valvole per l'adattamento di televisori americani alle ricezioni SECAM.

A tale riprova, la ORTF ha trasmesso per otto giorni consecutivi tutti i programmi del secondo canale francese in colore, senza che i telespettatori notassero alcuna differenza di qualità o disturbo alle immagini ricevute in bianco e nero.

Comunque, l'attuale grado di compatibilità raggiunto dal SECAM-3ª con gli accennati perfezionamenti è assolutamente uguale a quello dei sistemi concorrenti NTSC e PAL.

2. - L'ASSISTENZA TECNICA AI TELEVISORI A COLORI

Nell'ambito delle considerazioni di previsione nel settore industriale-commerciale dei televisori a colori, non si può trascurare il problema dell'assistenza tecnica. Prescindendo dalla disponibilità di personale tecnico aggiornato sul colore, oggi piuttosto aleatoria, che tende ad aggravare la situazione generale, l'immissione sul mercato di un certo numero di televisori a colori impone ovviamente la presenza di un servizio efficiente di assistenza tecnica.

A questo, con lungimiranza veramente encomiabile, ha provveduto la CFT ideando e ponendo già in commercio un complesso di strumenti di prova e misura di impiego pratico e facile, particolarmente adatto per i televisori SECAM.

Fra tali strumenti vogliamo ricordare qui il « SERVOCHROM » che si può ritenere un apparato unico nel suo genere in questo campo.

Trattasi di un apparecchio portatile, utilizzabile oltre che per il servizio di assistenza tecnica ai televisori, anche per la loro regolazione e messa a punto in una catena di produzione.

L'originalità del SERVOCHROM risiede nel fatto ch'esso è completamente autonomo, nel senso che non richiede l'impiego di altri strumenti di misura, neppure di un oscilloscopio, poichè tutti i rilievi e le regolazioni vengono fatti per osservazione diretta dello schermo del cinescopio tricromico del televisore sotto controllo.

L'esistenza di questo strumento particolare è un'ulteriore fattore di fiducia e tranquillità pel futuro mercato dei televisori a colori SECAM.

3. - CONFRONTO FRA I TELEVISORI NTSC-PAL-SECAM.

Il televisore SECAM che è assolutamente insensibile a qualsiasi distorsione elettrica proveniente dalla trasmissione, comporta unicamente le due manopoline abituali (contrasto e luminosità) dei normali televisori in bianco-nero.

Il televisore NTSC comporta due manopoline supplementari, una per la tinta ed una per la saturazione. L'instabilità della tinta è il difetto fondamentale dell'NTSC per il fatto che esso è sensibile alla fase ed al guadagno differenziale.

Il televisore PAL comporta una manopolina supplementare per la saturazione, il

cui controllo introduce tra l'altro un errore di matrice. Il PAL è poi sensibile al guadagno differenziale fra la portante video e la sottoportante di colore.
Inoltre il PAL presenta un comportamento molto critico e delicato della sezione di crominanza poichè si confrontano in valore assoluto e fase tre segnali provenienti da vie diverse: via diretta, via invertita di fase, via ritardata di 64 microsecondi, ove nessuna limitazione nè controllo di guadagno è possibile. Il risultato della demodulazione dipende pertanto dall'uguaglianza dei guadagni delle tre vie. I segnali usciti da questo confronto, dopo aver subito su una via una rotazione di 90° e sull'altra un'inversione ciclica di 180°, devono ancora passare per la matrice.
Il confronto dei due vettori in ampiezza e fase richiede l'impiego di una linea di ritardo molto precisa ed a coefficiente nullo di temperatura.

4. - LA TRASMISSIONE DEI PROGRAMMI A COLORI.

Il sistema SECAM, dato che in esso la trasmissione dei segnali di crominanza viene effettuata con modulazione di frequenza, è *particolarmente insensibile* ai difetti o distorsioni di trasmissione.
Se questa importantissima caratteristica può essere anche trascurata o poco considerata dai costruttori di televisori, non va per nulla sottovalutata nella scelta del sistema più conveniente di TV a colori.
I collegamenti nazionali, internazionali ed intercontinentali per la trasmissione di programmi televisivi, fanno oggi uso di circuiti di notevole lunghezza in cavo coassiale, ponti-radio e satelliti terrestri, soggetti ad introdurre sensibili difetti e distorsioni nei segnali trasmessi.
Se a ciò si aggiunge l'abitudine ormai invalsa presso tutti gli enti di emissione TV, di registrare preventivamente su nastro magnetico i programmi da trasmettersi opportunamente differiti nel tempo, registrazioni realizzabili con difficoltà coi sistemi NTSC e PAL, è facile convincersi della effettiva, indiscutibile superiorità del sistema SECAM che consente con facilità e senza alcuna particolare correzione od adattamento di circuiti apparati, qualsiasi genere di trasmissione o registrazione di programmi TV a colori.
Il sistema SECAM costituisce inoltre l'unico sistema sicuro ed efficiente da adottarsi in Paesi montagnosi come l'Italia, a causa della sua insensibilità alle distorsioni provenienti da riflessioni multiple. A.

Costituita in Francia una società autonoma per le ricerche a contatto

Nel quadro della ricerca scientifica e tecnologica in Francia, la Società per lo sviluppo regionale del Sud-Est, in collaborazione con circa un centinaio di imprese industriali, di cui cinque di carattere nazionale, ha contribuito alla fondazione di una Società autonoma per le ricerche a contratto. Detta Società, denominata « Centre de Recherches Industrielles sous Contracts » (CRIC), che ha sede presso il grande complesso scientifico universitario di Lione-Villeurbanne, su di un'area di otto ettari, e che dispone già di locali per complessivi 3500 mq., ha alle proprie dipendenze numerosi ricercatori, scienziati ed ingegneri, impegnati nella realizzazione di programmi di ricerche in base a relativi contratti stipulati con l'industria ed in particolare con le imprese medie e piccole.
Le garanzie circa la proprietà industriale, il segreto professionale e la piena cooperazione sono le condizioni essenziali che il CRIC si è imposto nei rapporti con le industrie committenti, mentre l'efficacia della sua opera si fonda sulla creatività dei Gruppi di ricerca polivalenti, sullo scambio di informazioni scientifiche tra i diversi gruppi, sulle relazioni con l'Università, su di un efficiente servizio di documentazione tecnico-scientifica, sicchè « una parte non trascurabile del tempo dei ricercatori è impiegato nell'osmosi permanente » delle informazioni scientifiche sia all'interno del CRIC sia nei rapporti con l'esterno.
L'organizzazione del CRIC prevede che per ciascun contratto la responsabilità della condotta delle ricerche sia affidata ad un ricercatore, il cosidetto « chargé de contract », « scelto, non tanto in funzione della sua posizione gerarchica nell'ambito del CRIC, quanto piuttosto in funzione delle sue competenze particolari », il quale coordinerà l'opera del Gruppo dei ricercatori costituito, quantitativamente e qualitativamente, con stretta aderenza al lavoro di ricerca assunto.
Nel CRIC ciascun ricercatore può trovarsi di volta in volta nella posizione di « fornitore » o di « cliente » rispetto ad un servizio interno o ad un « chargé de contract » e questa dualità di prestazioni facilita le relazioni interdisciplinari e fa appello, quotidianamente, al senso di responsabilità personale di ciascuno; peraltro lo stesso rapporto di piena collaborazione si istituisce pure tra i responsabili delle industrie committenti ed il personale del CRIC, questo « organismo polivalente della vocazione nazionale ed europea ». (*r. i.*)

Regolazione del traffico via radio: aumento della sicurezza

Fig. 1 - *Radio allarme del traffico, sistema Telefunken.* Rappresentazione schematica della posizione di una spira. Partendo dal trasmettitore viene posato un sottile cavo speciale, così da formare una spira induttiva che accompagna la corsia per circa 3 km da ambo i lati, attraversandola nei giunti di dilatazione.

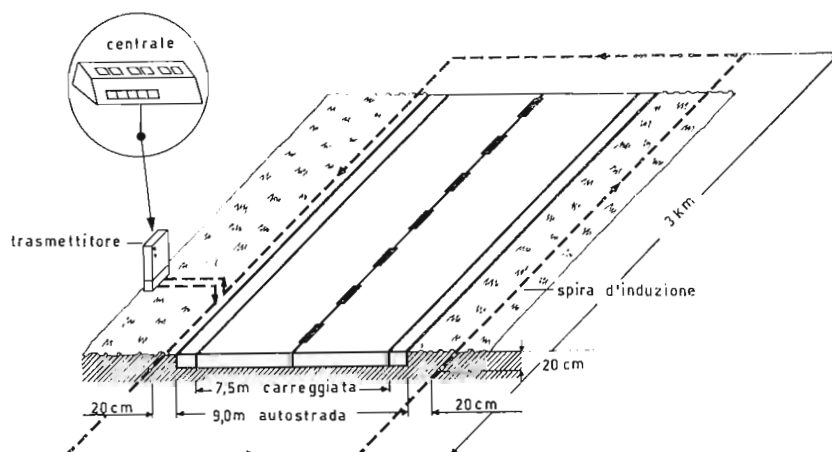



Fig. 2 - *Radio allarme del traffico, sistema Telefunken.* Tracciato delle autostrade nella zona di Hannover lungo il quale viene dimostrato l'impiego degli impianti di radio-allarme del traffico. Le superfici marcate a tratto nero rappresentano le spire di induzione delle due corsie. I cerchi stanno ad indicare l'area servita dai trasmettitori ad emissione circolare.

Da parte degli Ingegneri della TELEFUNKEN è stato provato un sistema di radio-allarme per il traffico su un tratto dell'autostrada Hannover-Hamburg; in un prossimo avvenire le autorità competenti decideranno circa l'impiego dello stesso. Ogni anno si aggiunge oltre un milione di nuove immatricolazioni ai già esistenti 12 milioni di automezzi della Repubblica Federale della Germania.

Alcuni tratti di autostrada sono spesso percorsi da oltre 60.000 automezzi nelle 12 ore.

Tutti tendono a raggiungere la loro meta nel minor tempo possibile e senza soste forzate.

È della massima importanza che i guidatori siano informati al più presto possibile circa tutti gli imprevisti che possono manifestarsi sul tratto da percorrere. Il collocamento di cartelli indicanti una deviazione resasi necessaria subitaneamente richiede troppo tempo; anche i trasmettitori radiofonici non possono interrompere continuamente i loro programmi per trasmettere degli avvisi destinati agli automobilisti, sia in relazione a delle code formatesi improvvisamente a seguito di incidenti, sia per metterli in guardia in caso di fondo ghiacciato.

Il mezzo più moderno per la trasmissione rapida di informazioni è costituito dalla radio. Per questa ragione viene proposto uno speciale radio-allarme per il traffico, soprattutto per le autostrade, che viene percepito automaticamente da tutti gli automobilisti muniti di un radio-ricevitore aggiuntivo.

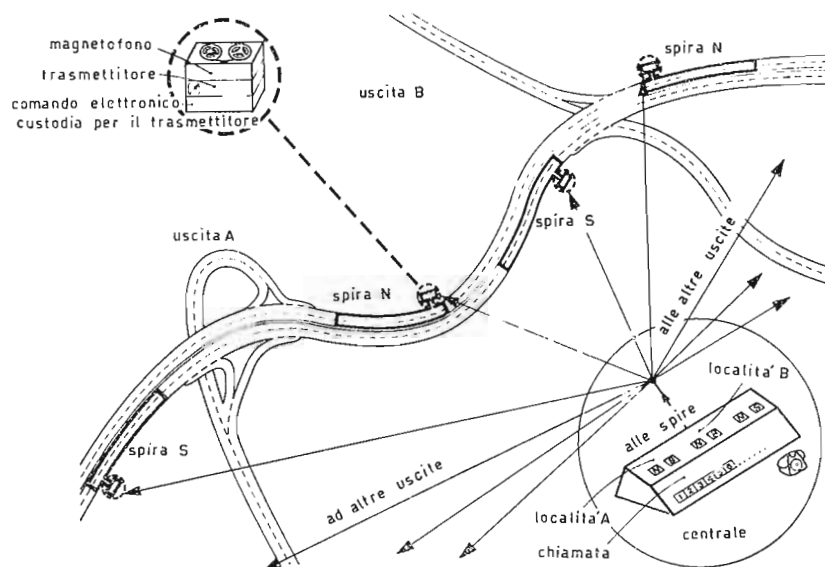



Fig. 3 - *Radioallarme del traffico, sistema Telefunken.* Rappresentazione schematica di un tronco di autostrada con gli impianti tecnici del radio-allarme del traffico. Le comunicazioni dirette agli automobilisti sono contenute in un nastro magnetico che viene avviato da una centrale di comando mediante impulsi. Le comunicazioni sono percepite dagli automobilisti che si trovano nei tratti immediatamente precedenti le relative uscite dell'autostrada. Esse sono emesse da un piccolo trasmettitore, attraverso la cosiddetta spira lunga circa 3 km.

Fig. 4 - *Non occorreva arrivare a tanto!* Gli automobilisti potrebbero essere informati tempestivamente di allagamenti dell'autostrada che ne impediscono il passaggio. È sufficiente installare dei piccoli trasmettitori entro custodie di materia plastica e delle spire di induzione in tratti più lunghi, con posto di commutazione situato sotto una piastra. L'automobilista dotato di un ricevitore di allarme riceverebbe le necessarie informazioni percorrendo il campo invisibile della spira

Fig. 5 - *Paraurto contro paraurto.* Si formano spesso delle code sulle autostrade quando, a seguito di un grave incidente, una corsia deve essere bloccata temporaneamente. Il radio-allarme del traffico potrebbe porre rimedio. Sarebbe sufficiente un ricevitore di allarme nel cruscotto per ricevere le informazioni di deviazione trasmesse dal servizio di assistenza autostradale o dalla polizia.

Il sistema di radio-allarme provato dagli esperti del traffico lungo il tratto sperimentale « Berkhof » della autostrada Hamburg-Hannover utilizza delle cosiddette spire di induzione per trasmettere agli automobilisti le radiocomunicazioni riguardanti situazioni eccezionali del traffico. Le spire sono costituite da sottili cavi speciali interrati fino a 30 cm, che accompagnano una corsia ad ambo i lati per circa 3 km e che attraversano la corsia stessa in corrispondenza dei giunti di dilatazione, così da evitare la necessità di preparare appositi attraversamenti delle corsie.

Mediante una tale spira di induzione il campo di emissione viene limitato alla superficie da essa racchiusa. Il radioavviso può essere percepito solo da chi percorre la spira stessa. Perciò molti trasmettitori vicini possono impiegare la stessa frequenza senza disturbo reciproco e soprattutto è consentito di limitare l'informazione dell'avvenimento a quei partecipanti del traffico che sono gli unici interessati in quanto il punto di pericolo si trova sulla via che dovranno percorrere.

Il trasmettitore da 40 W funzionante su una frequenza di onde lunghissime di circa 70 kHz, è situato entro una custodia di plastica resistente alle intemperie e situato in modo poco appariscente a fianco dell'autostrada. La custodia contiene pure il registratore a nastro a più tracce, telecomandato da un posto centrale.

Nel percorrere il campo di una spira ogni automobilista percepisce le comunicazioni che riguardano la sua direzione di marcia e che sono registrate con ripetizione su un nastro senza fine. Ovviamente l'automezzo dovrà essere dotato di un ricevitore per questa frequenza di allarme. I ricevitori sintonizzati permanentemente sul trasmettitore dell'autostrada si inseriscono automaticamente mediante un segnale trasmesso via radio.

L'esempio di una comunicazione ricevuta nell'auto potrebbe essere il seguente: « attenzione, radio-allarme del traffico, nella sua direzione di marcia, a circa 30 km di distanza, sono state chiuse al traffico, causa incidente, entrambe le corsie. Utilizzi la prossima uscita presso . . . per poi rientrare sull'autostrada a . . . Limitare la velocità a 50 km orari ! ».

All'automobilista viena lasciata la scelta, all'atto dell'introduzione del radioallarme del traffico, di procurarsi un ricevitore d'allarme con piccola antenna di ferrite, economico e facilmente sistemabile, oppure di ampliare la sua autoradio mediante un'apparecchiatura aggiuntiva per il radio-allarme. Per un sistema di radiostrade tedesche, nei due sensi di marcia si dovrebbero impiegare delle spire di induzione per circa 800 trasmettitori complessivamente.

Il sistema di radio-allarme induttivo potrebbe aumentare notevolmente la sicurezza stradale. Esso presenta inoltre il vantaggio di non richiedere dei pali d'antenna che potrebbero deturpare il paesaggio.

Nel caso che un automobilista desiderasse una comunicazione circa la situazione del traffico fin da quando si trova sull'accesso dell'autostrada oppure di un centro di forte traffico, il sistema induttivo può essere completato da un sistema MF/VHF che ricopre l'area circostante fino a circa 5 km. I trasmettitori MF/VHF dovrebbero poter essere ricevuti con i normali ricevitori autoradio, mediante i quali in casi speciali l'utente del traffico può essere raggiunto direttamente dalle pattuglie oppure dagli elicotteri della polizia stradale.

(*k. k.*)

H. Schreiber

Il transistore ad effetto di campo 95BFY*

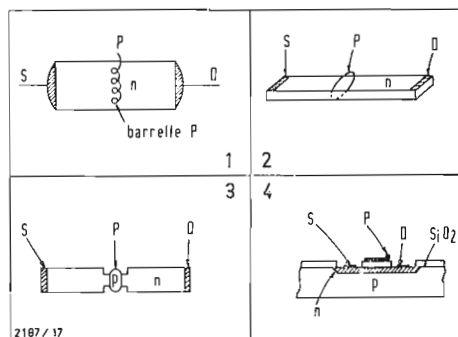



Fig. 1 - In un transistore a effetto di campo una griglia P taglia il blocchetto semiconduttore n.

Fig. 2 – Il risultato è identico con una giunzione p sopra una piastrina n.

Fig. 3 - Il Tecnetron migliora questa tecnologia aggiungendovi una giunzione anulare.

Fig. 4 - Con questa tecnologia la porta agisce attraverso un dielettrico.

Fig. 5. – Interamente diverso dai precedenti, il 95BFY comporta una struttura n-p-n; la porta agisce, attraverso un isolante, su ciò che chiameremo la base di un transistore a giunione equivalente.

L'IDEA DEL semiconduttore a effetto di campo è vecchia quasi quanto quella del transistore a giunzioni. I tentativi di realizzazione pratica sono stati molto a lungo ristretti nel dominio del germanio. Essi diedero risultati assolutamente inaspettati, come la fotografia di un ministro in prima pagina dei quotidiani e i fantasiosi commenti di giornalisti non tecnici.

Dal punto di vista tecnico, le speranze che si erano riposte nei transistori a effetto di campo al germanio andarono presto deluse per la rapida evoluzione dei transistori a giunzioni. Ciò non toglie che i primi vengano sempre fabbricati in Francia, ma ad un prezzo scoraggiante per lo sperimentatore più intenzionato. Col silicio e l'ossido di silicio, l'effetto di campo sembra avere possibilità nettamente superiori. In realtà, i cataloghi di taluni fabbricanti americani portano già lunghi elenchi di transistori a effetto di campo.

In Francia, LA RADIOTECHNIQUE presenta un transistore di questo tipo tecnologico, e con caratteristiche promettentissime. Così incoraggianti che si arriva persino ad accettare un prezzo, d'altronde provvisorio, che è superiore a quello di ciò che il profano chiama un « transistor ».

1. - TECNOLOGIA DELL'EFFETTO DI CAMPO

L'idea di base del transistore a effetto di campo è stata un blocco di semiconduttore del tipo n, per es., nel quale si pone una griglia (fig. 1) composta di barrette di polarità opposta e costituenti giunzione col blocchetto n. Il dispositivo deve funzionare come un tubo elettronico; si applica una tensione di alimentazione col negativo sulla « sorgente » S equivalente al catodo, e col positivo sul « drain » D equivalente all'anodo, che chiameremo « assorbitore ». Tra la griglia, o « porta », P e la sorgente si applica una tensione generante una polarizzazione inversa della giunzione tra le barrette e il blocco; più grande è questa tensione, più i portatori di cariche si trovano respinti verso la sorgente. La porta permette dunque di regolare la corrente di assorbitore D, come nel caso di un tubo elettronico e ciò con una corrente di comando (corrente di griglia) relativamente debole, perchè la giunzione p-n lavora con polarizzazione inversa. In teoria, il dispositivo di fig. 1 dovrebbe funzionare con una pendenza abbastanza forte; però ciò è irrealizzabile in pratica.

I primi transistori a effetto di campo che sono stati effettivamente sperimentati, erano concepiti secondo lo schema di fig. 2. Una sottile lastrina di germanio n era provvista di collegamenti di sorgente e di drain alle estremità; al centro possedeva una giunzione p penetrante assai profondamente nella lastrina. Essendo la parte utile della piastrina sottilissima intorno alla giunzione, si era arrivati ad una contrazione del flusso dei portatori di carica, e questo flusso poteva così essere modulato da una tensione inversa fra sorgente e porta. È soprattutto in America che si sono fatti tentativi basati su questa tecnologia, che tuttavia non ha mai dato luogo ad una produzione industriale. L'industria americana ha cessato assai rapidamente qualsiasi esperimento sul transistore a effetto di campo al germanio.

In Francia questi esperimenti sono stati continuati ed hanno dato luogo al *Tecnetron*, di cui la fig. 3 dà il principio costituzionale. Si vede che si tratta di un bastoncino di semiconduttore nel quale si pratica un solco o « gola » destinato a ricevere una giunzione che fascia il bastoncino come un anello.

Nel suo principio di funzionamento il Tecnetron assomiglia così strettamente a quello del dispositivo di fig. 2. I tecnetron che l'industria francese offre attualmente presentano una resistenza di entrata di 10 MΩ ed una pendenza dell'ordine di 0,1 mA/V. L'elenco dei transistori a effetto di campo al germanio è lungi dall'essere completo con queste citazioni. C'è almeno, principalmente, l'Alcatron, che dissipa 6 W e accusa la pendenza di 6 mA/V (C.S.F.). Se si è raramente accennato a questi vari tipi di semiconduttori, è perchè si è stimato, a ragione, che questi dispositivi non avevano che scarsissime possibilità di affermarsi rapidamente.

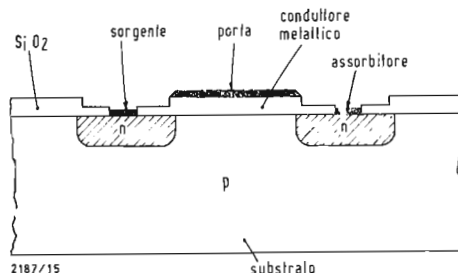
Queste possibilità sono nettamente maggiori per i transistori a effetto di campo al silicio. Ne esiste già un grande numero di tipi, la tecnologia dei quali corrisponde al disegno della fig. 2. Un altro esempio tecnologico è dato dalla

* *Toute l'électronique*, giugno 1965, pag. 205.

fig. 4. La zona sottile di conduzione non è qui ottenuta direttamente nella piastrina di base, ma per diffusione di una stretta zona n alla superficie. Questo strato si trova così isolato dal substrato p da una giunzione, che, perciò, non è per nulla nell'effetto di campo. Quest'ultimo si esercita sullo straterello sottile n per mezzo dell'intermediario di un isolante, costituito dall'ossido di silicio (SiO_2); l'elettrodo di porta (P) è metallico. I collegamenti della sorgente e dell'assorbitore, pure metallici, sono fissati direttamente sullo strato n in finestre praticate nell'ossido di silicio. Questo transistore presenta resistenze di entrata da 10^{12} a 10^{14} ohm, e una pendenza compresa fra 0,1 e 0,2 mA/V. Nel suo principio, esso si distingue dai tipi precedentemente citati, essenzialmente per l'*isolamento* fra l'elettrodo di porta e lo strato conduttivo. Per contro, gli elettrodi di porta e di assorbitore sono, come negli altri casi, fissati su una stessa parte del semiconduttore.

2. - IL TRANSISTORE « MOST »

Il transistore 95BFY della tecnologia MOST (metal-oxide-semiconductor-transistor) differisce abbastanza profondamente dalle concezioni precedenti, poichè comporta *due giunzioni*.

Come mostra la fig. 5 gli elettrodi sorgente e assorbitore sono ivi fissati su due regioni n separate. Queste regioni molto fortemente drogate sono ottenute per diffusione e la loro distanza sul substrato è piccolissima. L'elettrodo di porta, in alluminio, agisce sull'intervallo fra le due regioni n con l'intermediario di un sottile strato di ossido di silicio. Questo strato arrischia di venire distrutto da una sovratensione dovuta ad una carica elettrostatica, perciò si consiglia di cortocircuitare porta e sorgente quando si esegua una qualunque manipolazione. Quando si ha la porta positiva rispetto alla sorgente, essa respinge le cavità ed attira gli elettroni verso il substrato. Perciò, una zona di conduzione di tipo n si forma sotto questa superficie; è tanto più spessa, quanto più alta è la tensione di porte. Questa zona di conduzione è simile a quella fra collettore ed emettitore di un transistore a giunzioni. La differenza essenziale risiede nel fatto che la corrente che la percorre non dipende dalla corrente di base, ma dalla tensione di porta.

Se il substrato è convenientemente drogato, una zona di conduzione si stabilisce già, quando la tensione di porta è nulla. Bisogna allora rendere negativa questa tensione per interdire la corrente di assorbitore. Come si vedrà più lontano, si può definire una tensione di contrazione (pincement), per la quale la corrente di assorbitore cade ad un valore ben definito. Secondo la dotazione del substrato, questa tensione di pinzamento può essere negativa, positiva o nulla. Come nel caso degli altri semiconduttori a effetto di campo, il principio del MOST ammette l'inversione della tensione di alimentazione, come pure di quella della polarità delle zone. Allora, sono solo differenze tecnologiche poco importanti, che fanno sì che una delle zone di diffu-

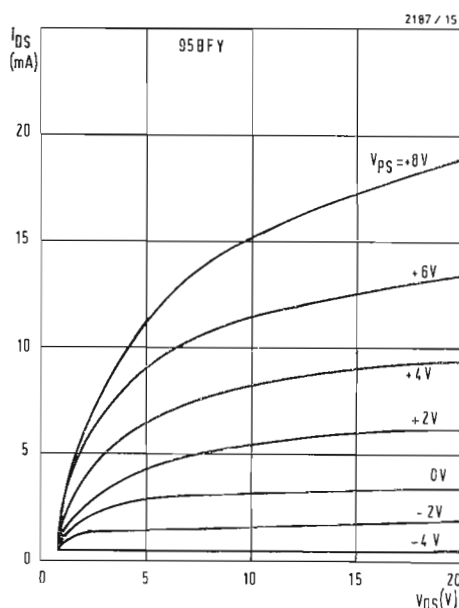



Fig. 6 - Corrente di assorbitore I_{DS} in funzione della tensione assorbitore-sorgente V_{DS}, con la tensione porta-sorgente V_{PS} come parametro.

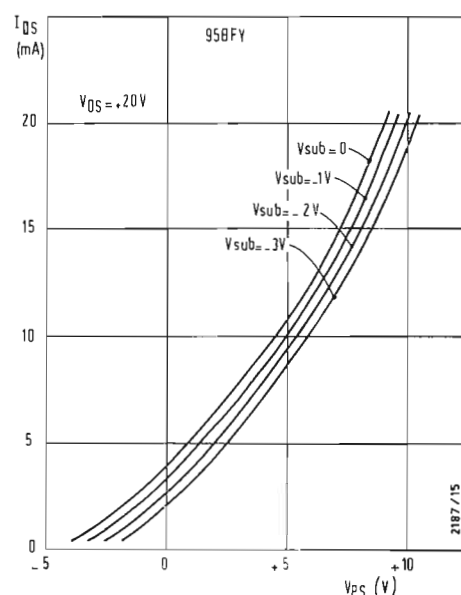



Fig. 7 - Corrente di assorbitore I_{DS} in funzione della tensione porta-sorgente V_{PS}, per vari valori della tensione di substrato V_{sub}.

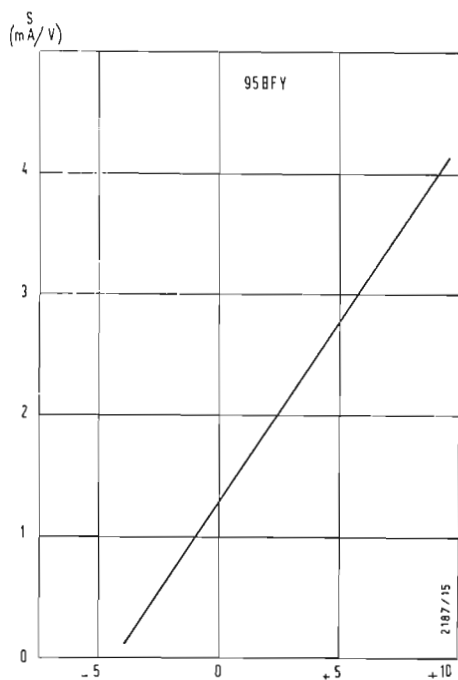



Fig. 8 - La pendenza S è una funzione quasi lineare della tensione fra porta e sorgente V_{PS}.

Fig. 9-10-11 - Il simbolo di fig. 9 non fa alcuna distinzione tra gli elettrodi di sorgente e assorbitore. Tuttavia sull'involucro del transistore, questi elettrodi (fig. 10) corrispondono a connessioni ben distinte. Aggiungendo (fig. 11) una freccia sull'uscita della sorgente nel simbolo, si individua quest'ultimo, ricordando insieme che si tratta di una configurazione *n-p-n* (o *p-n-p* con la freccia nell'altro senso).

sione sia un miglior assorbitore dell'altra. Inoltre, il Most è pure realizzabile partendo da un substrato *n* e diffondendovi zone *p*; ma simile versione complementare non è però ancora presente per il 95BFY. La connessione del substrato è normalmente collegata alla sorgente. È anche possibile polarizzare il substrato; si vedrà più avanti l'azione di comando di una simile polarizzazione.

3. - CARATTERISTICHE DEL TRANSISTORE 95BFY

La tensione massima fra assorbitore e sorgente può essere ± 35 V, questo stesso valore essendo presente fra la porta e uno qualunque degli altri due elettrodi. Inoltre la polarizzazione inversa fra sorgente e substrato e fra assorbitore e substrato non deve superare 35 V.

La corrente massima di assorbitore è indicata 30 mA nella documentazione de La Radiotechnique e con 100 mA in quella della Mullard.

Installato in un contenitore TO5, e sopportando una temperatura di funzionamento di 150° C, il 95BFY può dissipare 300 mW ad una temperatura ambiente di 25° C.

Le caratteristiche funzionali più importanti sono la resistenza di entrata uguale a 10^{12} Ω in media; la pendenza, che è di 1 mA/V quando la si misura con una corrente di assorbitore di 3 mA; la tensione di contrazione, definita per una corrente di drenaggio di 20 μA, è data uguale a — 6 V per il 95BFY de La Radiotechnique; per quello della Mullard si tratta di tre tipi, le tensioni di contrazione dei quali sono comprese fra — 8 e — 4 V, fra — 5 e — 1 V e fra + 1 e + 4 V. Il valore medio della resistenza di uscita (equivalente alla resistenza interna di un tubo elettronico) è di 40 kΩ. La capacità di entrata è minore di 4 pF, quella di uscita è minore di 3 pF. Inoltre, si definisce una capacità di reazione, fra porta e assorbitore, di circa 0,7 pF. Questi piccoli valori di capacità dicono che il Most è ancora utilizzabile a frequenze di oltre 100 MHz. Tuttavia, tale uso non è ancora molto ragionevole, poichè la grande impedenza di entrata non può essere sfruttata a frequenze così alte.

La fig. 6 mostra una famiglia di caratteristiche del transistore 95BFY. Disegnate come le famiglie che si pubblicano abitualmente per i tubi elettronici (corrente di placca in funzione delle tensioni di placca, con la tensione di griglia come parametro), essa mostra che il Most può perfettamente funzionare con tensioni di alimentazione, che sono comuni nel campo dei transistori a giunzioni. Ci si può anche accontentare di un'alimentazione di qualche volt solamente, quando si lavora con una corrente di assorbitore dell'ordine di 1 mA. Peraltro, con 10 mA, la pendenza raggiunge i 4 mA/V.

L'azione della polarizzazione del substrato è illustrata dalla famiglia di curve di fig. 7, che dà in funzione di questa polarizzazione, la relazione fra la corrente di assorbitore e la tensione di porta. Si vede che la pendenza del substrato è dell'ordine di 1 mA/V. La fig. 8 indica che la pendenza varia in modo quasi lineare con la tensione di porta.

La temperatura influisce scarsamente sulla pendenza, dato che questa diminuisce solo del 10 ÷ 15% per un riscaldamento da 25 a 100° C. La corrente di assorbitore aumenta molto lievemente con la temperatura, a meno che non si corregga la tensione di porta rendendola più negativa di 1,5 mV/°C di incremento della temperatura. Per contro, la corrente residua (corrente di interdizione) definita per la tensione di porta di — 1,5 V rispetto alla sorgente, e che è 0,5 μA a 25° C, raddoppia ogni volta che la temperatura ammonta di 12° C circa.

4. - IL SIMBOLO

Prima di tracciare uno schema di applicazione di un nuovo elemento di amplificatore, conviene determinare un simbolo che sia chiaro e ad un tempo facile da disegnare. In questo punto la nostra opinione differisce un poco da quella della Mullard. Il simbolo grafico adottato dalla Mullard è indicato in fig. 9; si vede che non è prevista alcuna distinzione fra sorgente e assorbitore.

Dal punto di vista strettamente fisico, ciò forse ha poca importanza, poichè fisicamente sorgente e assorbitore possono essere scambiati. Ma non è forse assolutamente fuori posto di tener conto delle difficoltà che può incontrare un montatore quando gli si presenta, col simbolo della fig. 9, il disegno (fig. 10), che rappresenta le connessioni sull'involucro e sul quale i fili della sorgente e dell'assorbitore sono ben specificati. Inoltre, un tecnico che studia lo schema di un amplificatore simmetrico, nel quale i transistori sono disegnati in sensi diversi, desidererebbe bene sapere al primo colpo d'occhio, quale degli elettrodi sia considerato come sorgente. Perciò adotteremo negli schemi delle applicazioni dati più avanti, il simbolo della fig. 11, dove la sorgente è riconoscibile per una freccina, come quelle che si usano per i simboli dei transistori a giunzioni.

In più, questo simbolo indica che si tratta, nel caso del Most, effettivamente di una combinazione *n-p-n*. La freccia permette così di distinguere il Most da un transistore a effetto di campo contenente un semiconduttore omogeneo fra sorgente e assorbitore. Ancora, basta evidentemente invertire il senso della freccia per caratterizzare un Most di tipo *p-n-p*.

Fig. 12 - Stadio amplificatore funzionante senza polarizzazione di porta.

Fig. 13 - Il circuito di polarizzazione automatica è identico a quello di un tubo elettronico, quando si lavora con una corrente di assorbitore piccola.

Fig. 14 - Una polarizzazione positiva e nondimeno « automatica » può essere ottenuta con un circuito che assomiglia piuttosto a quello di un transistore a giunzione.

Fig. 15 - Questo adattatore di impedenza è una replica dell'amplificatore catodico.

Simboli provvisti di una simile freccia sono, d'altronde, adottati dalla General Transistors e dalla General Micro-electronics.

5. - AMPLIFICATORE R.C.

L'uso di un Most è particolarmente semplice quando si può lavorare con una corrente di assorbitore dell'ordine di 2,5 mA, perchè questa corrente corrisponde, secondo la fig. 6, ad una tensione di porta nulla. In un amplificatore funzionante in queste condizioni, basta prevedere (fig. 12) una resistenza di fuga fra porta e sorgente (R_p). Il valore di questa resistenza può superare largamente i 10 MΩ indicati nello schema, quando si cerca di ottenere un'impedenza di entrata particolarmente alta. Se anche R_p fosse 1000 MΩ, sarebbe ancora 1000 volte più piccola della resistenza di entrata del transistore.

Se si desidera avere una corrente di assorbitore dell'ordine del mA, bisogna usare, sempre riferendoci alle curve di fig. 6, una polarizzazione di — 3 V sulla porta. Con mezzi semplici, e in condizioni di stabilità migliori che nel caso di fig. 12, questa polarizzazione può essere ottenuta con una resistenza di sorgente (fig. 13). Il calcolo degli elementi è lo stesso che nel caso di polarizzazione automatica di un tubo elettronico. Una corrente media di assorbitore superiore a 2,5 mA, può essere ottenuta con una polarizzazione positiva della porta. Per fare questo, basta dapprima completare lo schema di fig. 12 con una resistenza tra il positivo dell'alimentazione e la porta, formante un divisore di tensione con R_p. Tuttavia, si otterrà una migliore stabilità combinando (fig. 14) tale divisore col principio della polarizzazione automatica. In questo esempio, la caduta attraverso R_S è dell'ordine di 5 V; il divisore R_1, R_p, essendo calcolato per fornire + 10 V sulla porta, la tensione fra porta e sorgente è + 5 V, il che corrisponde, secondo le curve di fig. 6, ad una corrente di assorbitore dell'ordine di 10 mA.

Sebbene le resistenze di carico siano diverse negli schemi delle fig. 12, 13 e 14, il guadagno di tensione è approssimativamente uguale a 5 nei tre casi, perchè la pendenza varia con la corrente dell'assorbitore. Per questo stesso fatto, si nota una leggera distorsione; questa è dell'ordine dello 0,4% per un segnale di entrata di 100 mV, nel caso della fig. 12.

6. - ADATTATORE DI IMPEDENZE

Come il tubo elettronico o il transistore a giunzione, il Most può essere usato anche con una resistenza di carico nel circuito della sorgente. Diviene allora un amplificatore che si può chiamare ad assorbitore comune, « surgidina », « sorgico », inseguitore di sorgente, source follower, forse anche « pigi-

dina », o « pigico » (dal greco πηγη = sorgente).

Lo schema di un simile amplificatore è indicato in fig. 15; coi valori adottati, si arriva ad un trasferimento di tensione di 0,85 e ad una resistenza di uscita di 1,2 kΩ. Per la bassa capacità di porta del Most, questa circuito non rischia, come farebbe un tubo elettronico o un transistore nelle stesse condizioni, di presentare il difetto di una resistenza negativa disturbante di entrata, alle alte frequenze.

Un trasferimento di tensione più vicino all'unità (0,97) ed un'impedenza di uscita più bassa (200 Ω) si possono ottenere col circuito complementare di fig. 16. L'assorbitore ivi comanda direttamente la base di un transistore *p-n-p* il cui collettore è collegato alla sorgente. La pendenza del Most si trova così moltiplicata per il guadagno di corrente del transistore *p-n-p*. Con la tensione di entrata di 0,4 V, il circuito di fig. 16 genera una distorsione di 0,4%.

7. - CIRCUITO DI CAMPIONATURA E DI MANTENIMENTO

Lo schema della fig. 17 comporta un diodo Zener la cui tensione polarizza, a riposo, i diodi D_1 e D_2 in senso inverso. L'ampiezza del segnale di emettitore di T_1 è supposta sufficientemente piccola perchè questa condizione sia sempre valida. Il segnale dell'emettitore di T_1 non avrà così alcuna influenza sulla polarizzazione della porta di T_2, se la sua frequenza è grande rispetto alla frequenza di taglio del filtro passa-basso che C forma con le resistenze inverse dei diodi. In caso contrario, si potrà ottenere un funzionamento corretto del circuito ponendo una resistenza dell'ordine di 10 MΩ ai capi di C. Si potrà allora misurare la tensione istantanea di emettitore di T_1 applicando un impulso di sblocco al trasformatore di comando. Rendendo conduttori i due diodi per un istante, questo impulso, per la sua durata, fa apparire sulla porta di T_1, una tensione all'incirca uguale alla tensione di emettitore di T_1, diminuita della metà della tensione ai capi di D_2. Questa tensione caricherà C e potrà conservarsi per un tempo abbastanza lungo, poichè la resistenza del circuito connessa è alta. Se si usa per C un condensatore di 0,1 μF al polistirolo, la resistenza di fuga di questo condensatore sarà grande rispetto alla resistenza inversa dei diodi ed è dell'ordine di 10^9 Ω. Piccola tuttavia di fronte alla resistenza di entrata di T_2, questa resistenza inversa è praticamente la sola che intervenga nella costante di tempo di mantenimento. Con C = 0,1 μF, questa costante di tempo è superiore a 50 sec.

Fig. 17 - Circuiti di campionatura la cui costante di tempo di mantenimento può superare 50 sec.

8. - CONVERTITORE DI MISURA

Lo schema di fig. 18 mostra come un Most possa essere usato per convertire una tensione continua in una tensione alternata proporzionale. Tali circuiti di conversione vengono frequentemente usati all'entrata di misuratori di tensioni continue, poichè la trasformazione in tensione continua semplifica i problemi di amplificazione.

La tensione da misurare serve, nel circuito di fig. 18, con tensione di alimentazione al transistore. La porta è alimentata da una tensione rettangolare, sufficientemente negativa per bloccare il transistore, o sufficientemente positiva per renderlo conduttivo. Questo transistore agisce allora come un interruttore, la tensione alternativa viene così ottenuta per corto circuito periodico della tensione da misurare.

I transistori a giunzioni sono pure utilizzabili in simili convertitori, ma essi presentano, allo stato conduttore, una tensione residua di collettore (tensione offset), che varia con la temperatura. Nel caso del Most, essendo trascurabile la corrente di porta, è lo stesso per la tensione residua, così che è ancora possibile convertire tensioni continue di qualche microvolt.

A livelli così bassi, l'influenza parassita dell'onda rettangolare sulla tensione dell'assorbitore costituisce un grave problema. Nel caso del Most questa

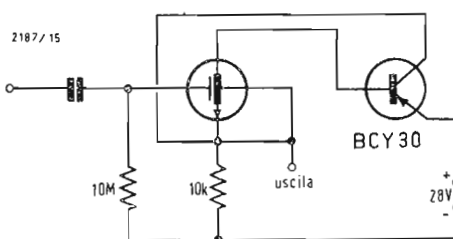



Fig. 16 - Questo circuito complementare, impiegante un Most *n-p-n* e un *p-n-p* a giunzioni, permette di ottenere una resistenza di uscita particolarmente bassa.

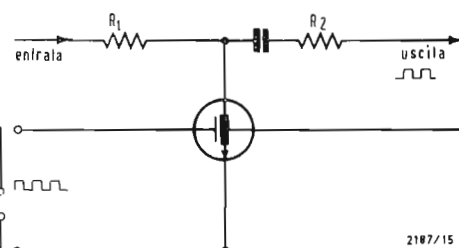



Fig. 18 - Esente da tensione residua, il Most è particolarmente indicato per i chopper o convertitori di misura.

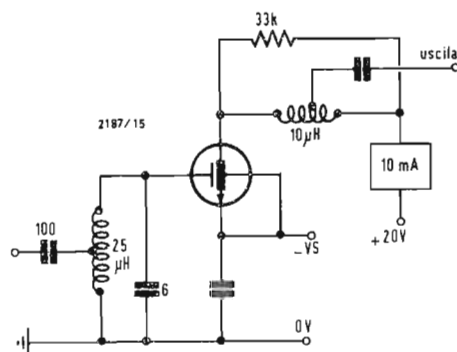



Fig. 19 - Amplificatore accordato su 10 MHz, larghezza di banda 200 kHz; guadagno 24 dB.

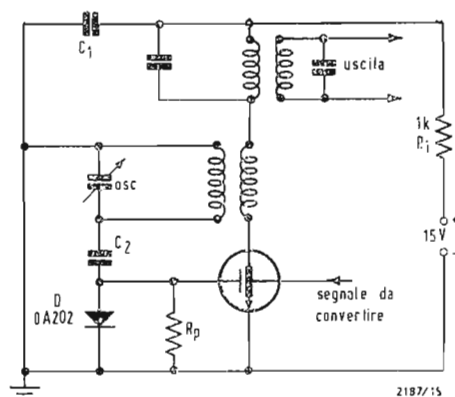



Fig. 20 - Comportando due elettrodi di comando (porta e substrato), il Most può essere usato come convertitore di frequenza autoscillante.

influenza è essenzialmente dovuta alla capacità fra porta e assorbitore. Siccome questa capacità è piccola (0,7 pF), l'effetto della perturbazione sarà relativamente facile da dominare, soprattutto quando si possano usare resistenze sufficientemente piccole nel circuito di ingresso (R_1) o all'entrata dell'amplificatore di bassa frequenza (R_2).

Se si vogliono convertire tensioni alte, bisogna fare attenzione che la tensione fra assorbitore e substrato non superi mai 0,5 V nel senso diretto, perchè diversamente il diodo assorbitore-substrato viene percorso da una corrente proibitiva. Allora è preferibile lasciare aperto, o polarizzare negativamente il substrato quando la tensione di entrata tende a raggiungere — 0,5 V.

9. - AMPLIFICAZIONE RF E CONVERSIONE

Uno schema sperimentale illustrante le proprietà a R. F. di un Most è rappresentato in fig. 19. Si tratta di un amplificatore accordato su 10 MHz ed avente la larghezza di banda di 200 kHz; il suo guadagno è di 24 dB circa. La tensione V_s si deve scegliere in modo da ottenere una corrente di assorbitore di 10 mA. Dato il prezzo attuale del 95BFY, lo schema di fig. 19 non può ancora essere considerato come razionale per uno stadio *FI* di un ricevitore a MF. È dunque solo a titolo puramente sperimentale che bisogna considerarlo, come, del resto, anche quello di fig. 20, rappresentante un circuito di conversione che si potrebbe usare per la gamma delle onde medie di un radioricevitore. In questo schema il 95BFY lavora insieme da oscillatore e da mescolatore. Le oscillazioni sono generate fra assorbitore e porta. La loro ampiezza, dell'ordine di 3 V a 2 MHz, è regolata dal diodo *D*, che crea una polarizzazione negativa di porta tanto più forte, quanto più alta è questa ampiezza; l'oscillatore lavora così sempre prossimo al limite di innesco. Un tale diodo non è necessario in nessun circuito oscillatore a tubo o a transitore, perchè il diodo griglia-catodo, o quello base-emettitore, ne tiene il posto. L'avvolgimento di reazione si trova nel circuito di assorbitore, in serie col primario del trasformatore *FI*. Applicando il segnale da convertire fra il substrato e la sorgente, si ottiene, con una corrente di assorbitore di 0,5 mA, un guadagno di conversione dell'ordine di 10.

10. - L'AVVENIRE DEL MOST

Avendo consacrato da oltre dieci anni il meglio dei nostri studi ai semiconduttori, non ci è mai capitato di auspicare delle possibilità di un elemento amplificatore diverso del transistore a giunzione. Faremo volontieri eccezione per il Most, perchè, a meno che non si trovi qualcosa di ancora meglio fra breve, il suo avvenire sembra certo, soprattutto nel campo delle misure e dell'amplificazione delle tensioni continue e alternative con alta impedenza di entrata.

11. - BIBLIOGRAFIA

G. C. Dacey e J. M. Ross, *Unipolar « Field-effect transistor »*, Proc. IRE 1953, N. 8 pag. 960, e *Bell System Techn. Journ.* 1955, n. 6, pag. 1149-1189.

E. Mihl, *Le Tecnetron »*, Toute la Radio, febbraio 1958, pag. 47.

H. Schreiber, *« Experiences et réalisations avec les plus recents tecnetrons »*, Toute la Radio, settembre 1961, pagine 305-308, e ottobre 1961, pag. 330-334.

Documentazioni « La Radiotechnique ». Le famiglie di caratteristiche e gli schemi di applicazione sono stati estratti da una documentazione Mullard relativa al 95BRY e pubblicata nel gennaio 1965. *A*

dott. ing. Giuseppe Baldan

ECLL800, doppio pentodo con triodo invertitore di fase per stadio finale audio

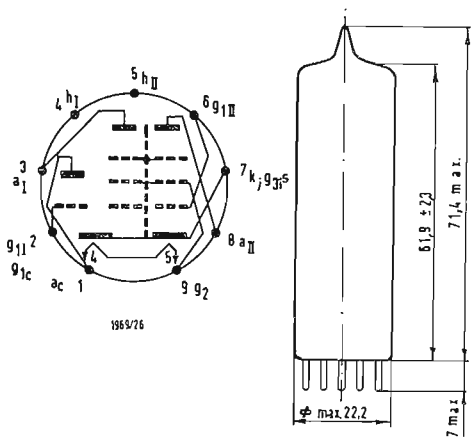



Fig. 1 - Dimensioni e collegamento dei piedini dell'ECLL800.

1. - GENERALITÀ

Il tubo ECLL800 rappresenta uno sviluppo del doppio pentodo ELL80 della Lorenz esso contiene oltre ai due pentodi anche un triodo che serve per l'inversione di fase.

Questo nuovo tubo triplo è stato realizzato per essere impiegato in tutti quei casi in cui si impiegava il doppio pentodo ELL80 in circuiti in controfase e in tutti quei casi in cui si ha attualmente uno stadio finale ad una sola fase, per es. un EL84, e si vuole aumentare la potenza in uscita senza dover cambiare l'attuale chassis e senza dover spendere troppo per lo stadio invertitore.

2. - LA COSTRUZIONE DELL'ECLL800.

Durante gli studi per lo sviluppo dell'ECLL800 si stabilì che il nuovo tubo doveva essere costruito secondo la tecnica Noval (9 piedini). Questo problema si risolse collegando la griglia di controllo del triodo alla griglia di controllo di un pentodo, provvedendo una uscita separata solo per l'anodo del triodo. Il piedino per questo anodo si potè liberare collegando ad un unico piedino le due griglie schermo dei pentodi.

Dal punto di vista costruttivo il sistema triodo venne montato con il catodo in comune con uno dei sistemi pentodo. A tale scopo si dovette prolungare il catodo del pentodo al di sopra della flangia di mica superiore.

La fig. 1 mostra una fotografia del sistema a triodo, dopo l'asportazione della flangia di mica superiore, del lamierino di schermo e del sostegno della griglia. L'elettrodo di comando del triodo, al fine di ottenere un alto valore del rapporto, è costituito da due lamierini, con due larghe finestre per il passaggio della corrente elettronica, che si trovano ai due lati del catodo quasi al centro dell'intervallo di scarica fra catodo e anodo. A causa della grande distanza di questo lamierino di comando dal catodo si ottiene una eccezionalmente alta sicurezza contro la microfonicità. Con la soluzione a catodo comune il riscaldamento del triodo abbisogna di una maggiore corrente di soli 50 mA con 6,3 V.

Il collegamento diretto fra le griglia controllo del triodo e quella del pentodo comporta per il triodo un basso fattore di amplificazione ed una grande linearità.

Il fattore di amplificazione del triodo vale esattamente $\mu = 1,2$, in modo che con una resistenza di carico V_a

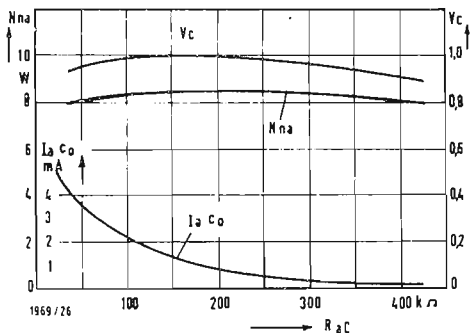



Fig. 2 - Potenza utile N_{na} con distorsione $k = 5\%$, corrente anodica a vuoto I_{aco} ed amplificazione V_o del triodo invertitore di fase in funzione della resistenza anodica R_{ac} del triodo.

Fig. 3 - Amplificatore in controfase AB con tubo ECLL800: $V_{aL} = V_{2L} = 250$ V, $I_{ko} = 52$ mA, $R_{aa} = 11$ kΩ, $V_1 = -12$ V circa.

Fig. 4 - Amplificatore in controfase AB con tubo ECCL800. Fattore di distorsione k, tensione in entrata V_w, corrente di anodo e di griglia schermo I_{ages} e corrente di schermo I_2 in funzione della potenza utile N_{na}.

Fig. 5 - Amplificatore in controfase classe *B* $V_{aL} = V_{gL} = 250$ V, $I_{ko} = 28$ mA, $R_{aa} = 9$ kΩ.

Fig. 6 - Amplificatore in controfase classe *B* con tubo ECLL800. Fattore di distorsione *k*, tensione di entrata $V_{\omega 1}$ corrente di anodo e di schermo I_{ages} e corrente di schermo I_2 in funzione della potenza utile N_{na}.

= 150 kΩ si ottiene con l'inversione di fase una amplificazione di tensione $V = 1$. Come si può vedere dalla fig. 2, la dipendenza fra l'amplificazione dello stadio invertitore V_c (e quindi anche fra la potenza in uscita con distorsione del 5% N_{na}) e la resistenza di lavoro del triodo R_{ac} è poco critica. L'optimum delle curve V_c ed N_{na}, del resto molto piatte, si ha proprio in corrispondenza di $R_{ac} = 150$ kΩ.

Nella tabella sono riportati i dati più importanti dell'ECLL800.

3. - CIRCUITI IMPIEGANTI IL TUBO ECLL800

L'inserimento nell'ECLL800 di un triodo invertitore delimita chiaramente il campo di impiego di questo tubo. Esso permette infatti di risolvere nel modo più semplice possibile il problema dello stadio finale in controfase. Per gli amplificatori a due canali più economici la soluzione più conveniente è sempre quella del tubo ELL80.

I circuiti in controfase con ECLL800 qui di seguito descritti, presentano, a parità di fattore di distorsione, la stessa potenza in uscita dei corrispondenti circuiti con ELL80. Lo stadio inveritore non comporta alcun aumento della distorsione, nonostante la mancanza della controreazione, perché la distorsione del triodo invertitore compensa in parte quella dei pentodi comandati.

3.1. - Controfase, classe AB

Il circuito necessario per ottenere uno stadio finale in controfase in classe *AB* è illustrato nella fig. 3. I risultati che così si raggiungono sono rappresentati nelle fig. 4 e 7.

Con una tensione di anodo e di griglia schermo di 250 V si ottiene, applicando allo stadio invertitore di tensione una resistenza di carico di 11 kΩ e limitando il fattore di distorsione al 5%, una potenza utile di 8,5 W. L'andamento della curva del fattore di distorsione è molto favorevole, infatti al di sotto degli 8 W il fattore di distorsione non supera il 3%.

Nella fig. 7 è riportato il risultato della determinazione delle condizioni di funzionamento ottime per il funzionamento in classe *AB* con fattore di distorsione del 5%. Per la resistenza d- catodo R_k furono presi in considerazione solo i valori normali della serie 20%, perciò per la resistenza di lavoro R_{aa} si ottenne un andamento a spezzata tratteggiata. All'aumentare della resistenza di catodo diminuisce la potenza in uscita N_{na}, la tensione di comando necessaria V_{u1}, la somma delle correnti anodiche a vuoto ΣI_{aLo} e la corrente di griglia schermo a vuoto I_{20}.

3.2. - Controfase, classe B

Inserendo l'ECLL800 in un circuito controfase come quello della fig. 5 si ottiene una trasformazione molto efficente della potenza in arrivo. Con una corrente catodica globale a vuoto

Fig. 7 - Resistenza di carico ottima R_{aa}, tensione di griglia controllo $V_{\omega 1}$, potenza utile N_{na}, corrente di anodo e di schermo a vuoto ΣI_{aLo} e corrente di schermo I_{20} in funzione della resistenza di catodo R_k dell'ECLL800 in circuito *AB*.

Fig. 8 - Amplificatore in controfase classe *AB* con doppia regolazione di tono.

Fig. 9. - Circuito di amplificatore BF controfase classe AB.

Fig. 10 - Curve di frequenza del regolatore di volume L misurate fra i punti A e B della fig. 9.

di appena 28 mA si ottiene una potenza utile di 6,5 W con un fattore di distorsione dell'1 % ed una potenza di 9,2 W con una distorsione del 5%. L'andamento della tensione di controllo, dell'assorbimento di corrente e del fattore di distorsione è riportato nella fig. 6.

Anche per il funzionamento in classe *B* si eseguirono delle misure per determinare i parametri di funzionamento ottimi per una distorsione del 5%. I risultati sono raccolti nella fig. 8. È interessante notare che la potenza utile ottenibile con una distorsione del 5% è indipendente entro larghi limiti dalla polarizzazione di griglia e dalla corrente anodica a vuoto.

4. - VANTAGGI CARATTERISTICI DELL'ECLL800

Nello sviluppo dell'ECLL800 si è riusciti, con una ingegnosa combinazione e collegamento degli elettrodi dei vari sistemi, a inserire in un'unica ampolla con nove piedini tre sistemi amplifi-

catori. Il nuovo tubo equipaggiato con zoccolo noval apre molte nuove possibilità, nel campo della costruzione degli amplificatori per *BF*, di risparmiare elementi di collegamento e di filtraggio, portando avanti di un altro passo la economicità della produzione in serie di apparecchi radio e amplificatori in bassa frequenza.

4.1. - Risparmio nel costo dei tubi

Il sistema a triodo contenuto nell'ECLL 800 fa aumentare di poco i costi di costruzione rispetto al doppio pentodo ELL80. Perciò il prezzo di vendita del complesso valvole per un amplificatore a due canali in controfase, costituito da due ECLL800, è minore del complesso con stadio invertitore separato, costituito da un ECC83 più due ELL80.

4.2. - Risparmio nel costo dei componenti.

Anche per quanto riguarda il costo dei componenti e i costi di montaggio la soluzione con l'ECLL800 è notevolmente vantaggiosa. Infatti con l'inserimento del triodo nella stessa ampolla del doppiopentodo non si risparmia solo il doppio triodo (per un amplificatore a due canali) ma anche uno zoccolo. Mediante il collegamento diretto del catodo del triodo e della sua griglia controllo con i corrispondenti elettrodi di un pentodo si risparmiano inoltre per ogni stadio controfase un condensatore di accoppiamento e tre resistenze a strato da 0,25 W.

Se si confrontano i consumi di uno stadio finale ELL80 in controfase con triodo invertitore con quelli di uno stadio finale equipaggiato con ECLL800 (fig. 3) si vede che quest'ultima soluzione consente i seguenti risparmi: 1 zoccolo noval, 2 condensatori di accoppiamento 0,1 μF/400 V, 6 resistenze a strato 0,25 W, cablaggio per tutti questi elementi.

4.3. - Risparmio nella corrente di riscaldamento

Impiegando nello stadio finale due tubi ECLL800 al posto di due tubi ELL80 più un ECC83 si risparmiano 1,26 W di potenza di riscaldamento.

Se si volesse modernizzare un amplificatore a due canali equipaggiato con due EL84, sostituendoli con due ECLL 800, non soltanto si triplicherebbe la potenza utile con il 5% di distorsione ma si otterrebbe contemporaneamente un risparmio di 2 W nella potenza di riscaldamento.

4.4. - Risparmio nell'alimentatore con la sostituzione degli EL84.

Se si sostituisce uno stadio finale EL84 con uno stadio in controfase ECLL800, non solo si ottiene un notevole miglioramento delle caratteristiche di riproduzione, ma si può contare anche in notevole risparmio nell'alimentatore.

Gli stadi finali di un amplificatore a due canali equipaggiato con due EL84 danno 2 × 5,7 W di potenza utile con una distorsione del 10% ed assorbono una corrente anodica totale di 106,8 mA; un amplificatore a due canali, equipaggiato con due ECLL800 in classe *AB*, assorbe invece una corrente catodica di 103,6 mA e dà una potenza utile di 2 × 8,5 W con una distorsione del 5%.

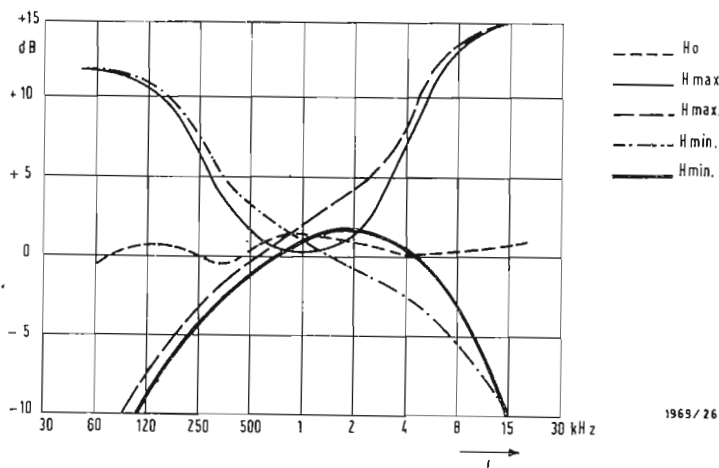



Fig. 11 - Curve di frequenza per diverse posizioni dei potenziometri *H* (alti) e *T* (bassi) misurate nel punto *C* della fig. 9.

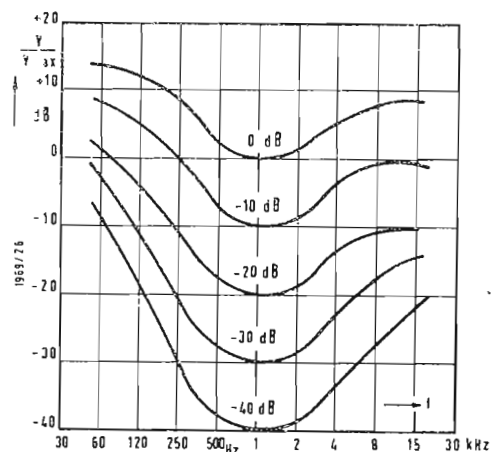



Fig. 12 - Curve di frequenza di tutto l'amplificatore con i regolatori di tono al massimo (H_{max}, T_{max}) per diverse posizioni del regolatore di volume. Il segnale in entrata è stato applicato in *A*

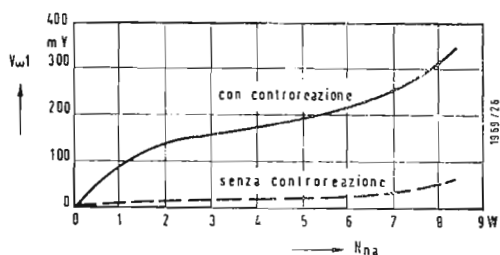



Fig. 13 - Tensione alternata in entrata V_{ω}, in funzione della potenza utile in uscita N_{na}.

Fig. 14 - Fattore di distorsione k in funzione della potenza in uscita N_{na}.

Equipaggiando l'amplificatore a due canali con due ECLL800 in classe B si ottiene una potenza utile di 2 × 9,2 W, sempre con il 5% di distorsione, e l'assorbimento di corrente diminuisce ulteriormente. La corrente catodica per le due valvole scende infatti a 56 mA.

4.5. - Risparmio di elementi filtranti

Sostituendo uno stadio finale con tubo ad onda piena con un circuito in controfase si possono ottenere in genere, a parità di ronzio in uscita, notevoli risparmi negli organi di filtraggio. Nella *comunicazione tecnica* T0922-3 della Standard Elecktrik Lorenz sulla sostituzione del PXL84 con il PLL80 venivano riportati i dati sperimentali dei vantaggi ottenibili con tale sostituzione. Nel caso dell'ECLL800 si possono assumere validi in prima approssimazione gli stessi risparmi.

4.6. - Risparmio nel trasformatore di uscita

Il trasformatore di uscita nel caso del tubo EL84 deve essere dimensionato per l'intera corrente anodica di 48 mA e tenendo conto della premagnetizzazione in corrente continua, nel caso del dimensionamento del trasformatore per circuiti di uscita in controfase basta invece tenere conto solo di una piccola dissimmetria delle correnti anodiche a vuoto e della massima tensione alternata. Sostituendo ai due EL84 due ECLL800 si può quindi ottenere anche in questo campo un notevole miglioramento.

5. - AMPLIFICATORE PER BASSA FREQUENZA CON DOPPIA REGOLAZIONE DI TONO

5.1. - Generalità

Nella fig. 9 è rappresentato il circuito di un amplificatore per BF in controfase AB equipaggiato con due soli tubi, un ECC83 ed un ECLL800. In questo amplificatore si hanno due controreazioni: una nello stadio finale ed una nel primo stadio, si può così ridurre il fattore di distorsione di tutto l'amplificatore a meno dell'1,4% con una potenza in uscita di 7,5 W. Poiché tutti i tubi dell'amplificatore vengono impiegati in un unico canale, è possibile ridurre al minimo la diafonia, nel caso degli amplificatori a due canali, con un opportuno disaccoppiamento dei circuiti.

Gli alti ed i bassi si possono regolare in modo indipendente dalla posizione della regolazione del volume.

Questo circuito rappresenta quindi una soluzione veramente economica (due soli tubi) per un amplificatore di potenza e di qualità relativamente elevate.

5.2. - Stadio preamplificatore

All'entrata dell'amplificatore (fig. 9) si è previsto un potenziometro L a caratteristica lineare, in modo da garantire una migliore uniformità della regolazione del volume nel caso degli amplificatori a due canali. Il potenziometro ha tre prese che permettono, mediante il collegamento di adatti circuiti R-C, di variare entro ampi limiti la caratteristica di frequenza al variare del volume. Con i valori indicati nella fig. 9 si ottengono le curve di frequenza indicate nella fig. 10. Con il volume al massimo o quasi si ha una notevole attenuazione delle alte frequenze, e ciò allo scopo di ridurre il rumore nel caso di ricezione di stazioni lontane o deboli. Nello stadio di preamplificazione si è impiegato un doppio triodo ECC83 i cui due sistemi sono collegati in cascata. Il primo sistema è controreazionato mediante una resistenza da 4,7 MΩ fra circuito anodico e griglia. Questa controreazione serve a linearizzare la curva di frequenza ed a ridurre il fattore di distorsione. Fra l'uscita del primo e la entrata del secondo sistema a triodo

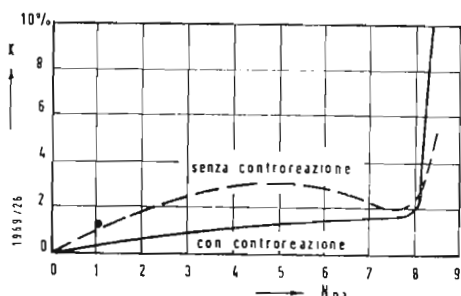
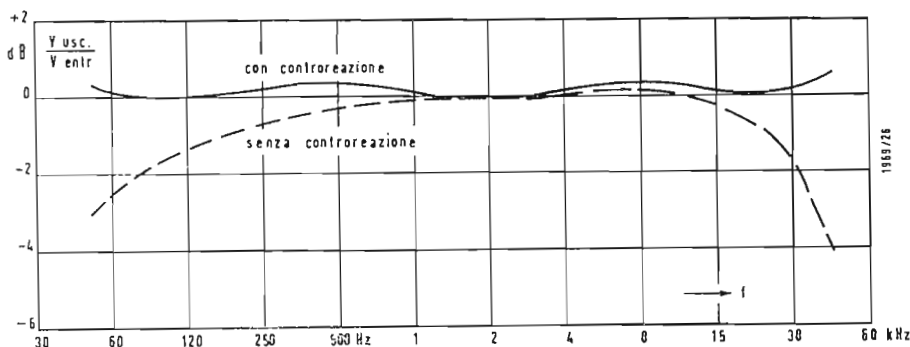



Fig. 15 - Curva di frequenza misurata al secondario del trasformatore di uscita.

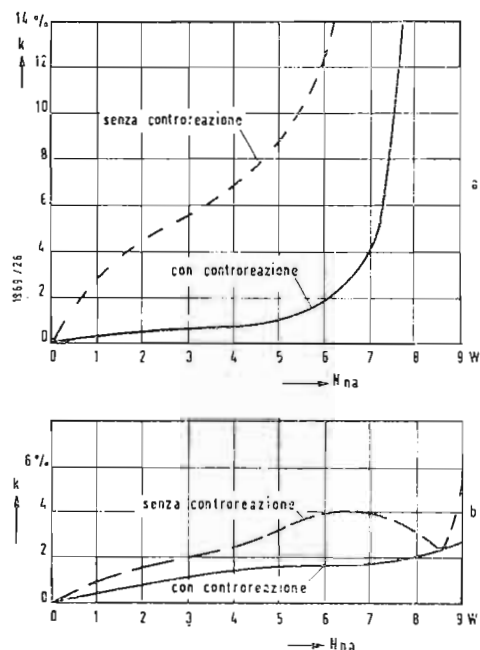



Fig. 16 - Fattore di distorsione k in funzione della potenza in uscita N_{an} a 40 Hz (a) ed a 15 kHz (b) misurata con e senza controreazione. Posizione H_{max}, T_{max}, L_{max}.

trovano posto i potenziometri H e T per la regolazione degli alti e dei bassi oltre ai necessari circuiti R-C ed alla resistenza di disaccoppiamento da 100 kΩ.

Nel circuito catodico del secondo sistema si trova, oltre al circuito RC che serve per la polarizzazione della griglia, una resistenza da 100 Ω che serve per introdurre una tensione di controreazione in arrivo dal secondario del trasformatore di uscita. Con questo tipo di controreazione l'amplificazione del secondo sistema viene ridotta di molto poco in modo che rimane disponibile una riserva di amplificazione per una controreazione con fattore 5 fra l'uscita dell'amplificatore e il circuito catodico. Con questa soluzione si riduce in modo notevole la distorsione globale dell'amplificatore. Disponendo in modo diverso il circuito, per esempio non shuntando il circuito catodico del secondo sistema a triodo, si otterrebbe una diminuzione troppo forte dell'amplificazione dello stadio e la riserva di amplificazione per la riduzione della distorsione dello stadio di uscita, con tale equipaggiamento di tubi, non sarebbe più sufficiente.

5.3. - Stadio invertitore e stadio di uscita

Come stadio invertitore di fase si impiega il sistema triodo dell'ECLL800. I due sistemi pentodo vengono fatti funzionare in controfase classe AB con una corrente a vuoto di 2 × 21 mA con 250 V di tensione anodica. Avendo previsto una polarizzazione di griglia di 9,5 V ed una caduta nel trasformatore di uscita di 3 V, si arriva ad una tensione di alimentazione di 263 V. Per la controreazione dello stadio controfase classe AB si è dimostrato sufficiente un condensatore catodico da 100 μF.

5.4. - Regolazione di tono

Nella fig. 11 è rappresentato l'andamento delle curve di frequenza che si possono ottenere mediante le due regolazioni per gli alti (H) e per i bassi (T). Le misure vennero effettuate applicando la frequenza alla griglia del primo sistema ECC83, nel punto C, e rilevando la tensione in uscita nel secondario del trasformatore di uscita chiuso su un carico di 4,5 Ω. In posizione H_o T_o (posizione neutra per ambedue i regolatori) si ottiene un andamento quasi lineare della curva di frequenza al di sopra di 1 kHz. Il campo di variazione delle curve di frequenza a 50 Hz va da — 16 a + 11 dB ed a 16 kHz va da — 10 a + 14,5 dB.

La fig. 12 mostra le curve di frequenza che si ottengono con i regolatori al massimo (H_{max}, T_{max}) per diverse posizioni del regolatore di volume L. La parte di variazione indipendente da queste posizioni si può ricavare dalla fig. 11.

5.5. - Influenza della controreazione

Nella fig. 13 è rappresentato l'andamento della tensione di comando necessaria all'entrata dell'amplificatore, con e senza controreazione dal secondario del trasformatore d'uscita, in funzione della potenza utile ed impiegando come carico una resistenza da 11 kΩ applicata al primario del trasformatore di uscita. La misura venne eseguita a 1 kHz con le regolazioni di tono in posizione di minimo (H_{min}, T_{min}) e la regolazione di volume al massimo.

Il fattore di distorsione, misurato nelle stesse condizioni, ha l'andamento indicato nella fig. 14. Da questa figura si può vedere che solo fino ad una certa potenza il circuito con controreazione si comporta in modo più favorevole del circuito senza controreazione. Al di sopra di una potenza utile di 7 W il vantaggio della controreazione non è più così sensibile, perché la maggiore tensione in entrata richiesta fa intervenire anche la distorsione dello stadio preamplificatore.

Dalla fig. 15 si può desumere l'influenza della controreazione sulla curva di frequenza dello stadio finale, comprendente anche il trasformatore di uscita, del secondo prestadio e dello stadio invertitore. La contreazione contribuisce a linearizzare in modo notevole la curva di frequenza dello stadio finale. Per la misura della curva di frequenza il segnale venne introdotto nel punto D, per escludere tutti gli elementi che potevano influenzare l'andamento della curva di frequenza. La tensione in uscita venne misurata sul secondario del trasformatore. Come livello di misura si scelse 1 W in uscita.

Nelle fig. 16a e 16b è riportato l'andamento del fattore di distorsione a 40 Hz ed a 15 kHz in funzione della tensione in uscita (misurato sul secondario del trasformatore) con e senza controreazione. Si nota subito l'alto fattore di distorsione che si ha senza controreazione a 40 Hz e che è dovuto alla forte corrente di magnetizzazione richiesta dal trasformatore di uscita a questa frequenza. La controreazione contribuisce a ridurre notevolmente il fattore di distorsione originario. L'influenza della controreazione a 15 kHz è meno sensibile.

Per le due posizioni estreme dei potenziometri (H_{min}, T_{min} e H_{max}, T_{max}) di regolazione di tono si è misurato l'andamento del fattore di distorsione in funzione della frequenza con e senza controreazione per una potenza utile di 4 W sul secondario del trasformatore di uscita (fig. 17).

Per la regolazione del tono H_{min}, T_{min} la distorsione per le basse frequenze (es. 40 Hz) è molto più alta della distorsione a 1 kHz (con volume al massimo), ciò è dovuto al fatto che le armoniche superiori dei segnali con frequenza in-

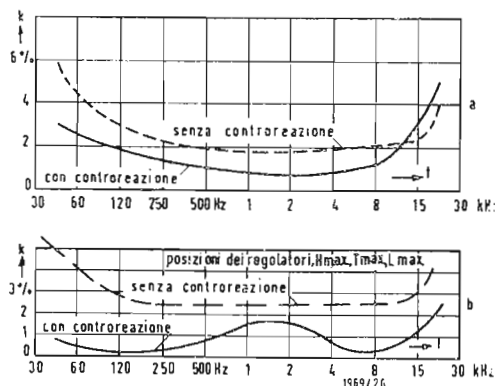



Fig. 17 - Fattore di distorsione k in funzione della frequenza f con una potenza in uscita di 4 W con e senza controreazione.

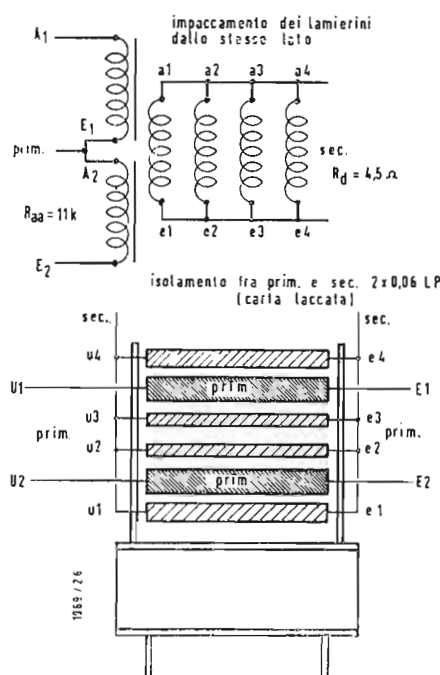



Fig. 18 - Trasformatore di uscita con avvolgimento stratificato. Il secondario è fatto da quattro avvolgimenti in parallelo. Corpo di bobina E/I84, lamierini dinamo IV da 0,35 mm, traferro 0,003-0,06 mm, primario 2 × 1600 spire 0,2 C_uL, secondario 4 × 68 spire 0,5 C_uL.

Fig. 19 - Amplificatore controfase *AB* a due canali con regolazione di tono. Tubi 2 × (ECC83 + + ECLL800). Attenuazione di diafonia del canale I sul canale II con regolatori di tono al massimo e regolatore di volume pure al massimo in funzione della frequenza *f*. Alimentazione all'entrata del canale I, misura all'uscita di ambedue i canali.

feriore a 1 kHz vengono maggiormente amplificate (fig. 17*a*). Per le frequenze che si trovano al limite superiore della banda di passaggio la distorsione è relativamente bassa, perché la distorsione che si genera nel primo sistema a triodo dell'ECC83 viene notevolmente attenuata dall'abbassamento degli alti che si ottiene in posizione H_{min}, T_{min}. In posizione H_{max}, T_{max} e con il volume al massimo si ottiene una dipendenza del fattore di distorsione dalla frequenza (fig. 17*b*) che si può spiegare in base all'andamento dell'amplificazione in funzione della frequenza (fig. 11). Per 1 kHz l'amplificazione ha pressapoco il valore minimo, è quindi necessario in entrata un segnale di livello massimo che porta automaticamente ad un'alta distorsione.

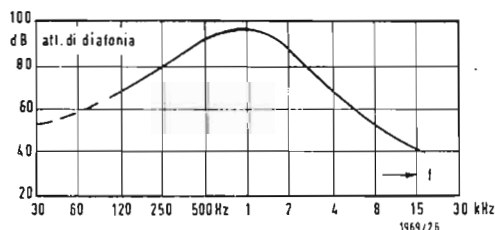
5.6. - Trasformatore di uscita

Come trasformatore di uscita si scelse una esecuzione a bassa dispersione con avvolgimento stratificato. Come nucleo si impiegò la forma ad *E/I* con lamierini dinamo *IV* con spessore di 0,35 mm. L'avvolgimento fu effettuato su un corpo *E/I* 84. Il secondario venne avvolto con quattro avvolgimenti in parallelo che furono intercalati con le due metà del primario al fine di ridurre il flusso disperso.

Nella fig. 18 sono riportati tutti i dati necessari per la costruzione del trasformatore di uscita.

6. - AMPLIFICATORE A DUE CANALI PER BF CON STADIO FINALE IN CONTROFASE CLASSE AB

Un amplificatore a due canali costruito con due circuiti uguali a quello della fig. 9, montati sullo stesso chassis, venne utilizzato per misurare la diafonia fra i due canali (fig. 19). Come ci si poteva attendere, la curva della diafonia ha lo stesso andamento della curva di risposta per una certa posizione della regolazione di tono. La curva della fig. 19 venne rilevata in posizione H_{max} T_{max} con il volume al massimo. Ad 1 kHz si è rilevata una diafonia di 95 dB.

Questo amplificatore a due canali era stato montato su uno stesso chassis senza alcuna precauzione particolare. Gli alti valori della diafonia sono dovuti soprattutto al fatto che ciascun tubo contiene dei sistemi valvolari per lo stesso canale. Se il sistema a triado per l'inversione non fosse contenuto nel tubo finale, si dovrebbe inserire a tale scopo un doppio triodo che dovrebbe servire per ambedue i canali e che, non solo farebbe aumentare i costi, ma peggiorerebbe anche la diafonia fra i due canali.

7. - PREVISIONI PER IL FUTURO

A causa del continuo aumento delle richieste di qualità e di potenza per gli amplificatori a bassa frequenza si può prevedere che nel futuro ci si orienterà sempre più verso i circuiti in controfase. Il nuovo tubo composto ECLL800 sembra tecnicamente ed economicamente adatto per facilitare il passaggio agli amplificatori in controfase soprattutto nel campo dei radioricevitori.

8. - DATI CARATTERISTICI DEL TUBO TRIPLO ECLL800

Tubo miniatura a 9 piedini DIN1599, dimensioni 62, forma A
Peso 17 g. circa

a. - Alimentazione filamento in parallelo

Tensione $V_f = 6{,}3$ V
Corrente $I_f = 0{,}6$ A
Catodo ad ossido, riscaldamento indiretto.

b. - Valori di funzionamento

Pentodi in controfase in classe AB
Tensione anodica: $V_a = 250$ V
Tensione griglia schermo: $V_s = 250$ V
Resistenza di catodo: $R_k = 180$ Ω
Corrente anodica a vuoto: $I_{ao} = 2 \times 21$ mA
Corrente anodica comandata: $I_a = 2 \times 26$ mA
Corrente di schermo a vuoto: $I_{g20} = 8{,}4$ mA
Corrente di schermo comandata: $I_{gz} = 18$ mA
Resistenza esterna: $R_{aa} = 11$ kΩ
Tensione alternata in entrata: $V_{w1eff} = 8$ V
Fattore di distorsione: k = 5 %
Sensibilità ($N_{na} = 50$ mW): $V_{w1eff} = 0{,}5$ V
Tensione anodica triodo: $V_B = 250$ V
Corrente anodica triodo: $I_{ac} = 1{,}4$ mA
Resistenza esterna triodo: $R_{ac} = 150$ kΩ

dott. ing. Fabio Ghersel

La microelettronica e i transistori ad effetto di campo

Parte seconda

La microelettronica

2. - LA MICROELETTRONICA

2.1. - Generalità

La industria elettronica si è evoluta e sviluppata lungo gli anni basandosi sulla collaborazione di due gruppi complementari, nettamente definiti: i fabbricanti di apparecchiature e i fabbricanti di elementi di circuiti. Gli elementi elettronici dei circuiti comprendono i dispositivi (o componenti attivi) e i componenti passivi (detti anche semplicemente componenti). I *dispositivi* sono quegli elementi elettronici che possono controllare tensioni o correnti per produrre una amplificazione o una azione di commutazione in un circuito e sono costituiti dai tubi elettronici, dai transistori, dai diodi. I *componenti* dei circuiti comprendono i condensatori, i resistori, i potenziometri, i termistori, gli induttori, i trasformatori.
Il costruttore di apparecchiature sta usando da anni una tecnica che consiste nel progettare i suoi circuiti, impiegare i vari dispositivi e i vari componenti, montare tali dispositivi e componenti (fabbricandosi di solito per proprio conto alcuni componenti quali gli induttori e i trasformatori, che più richiedono di esser fatti « su misura », su un adatto telaio o circuito stampato.
Si è iniziata verso il 1958-59 ed è « esplosa » in pochi anni una nuova tecnica, quella dei circuiti integrati che consiste di un processo nuovo di costruzione di circuiti che non ha nulla di comune con i sistemi convenzionali di costruzione e di montaggio dei componenti.
Nei prossimi paragrafi definiremo la microelettronica e le sue suddivisioni, soffermandoci in particolare sui circuiti integrati, considereremo i problemi che sorgono nella realizzazione dei componenti e dei dispositivi nei circuiti integrati, esamineremo alcune applicazioni dei circuiti integrati; concluderemo con una raccolta di definizioni di termini inerenti alla microelettrica e con una nomenclatura equivalente di italiano, inglese, francese e tedesco di termini inerenti alla microelettronica.

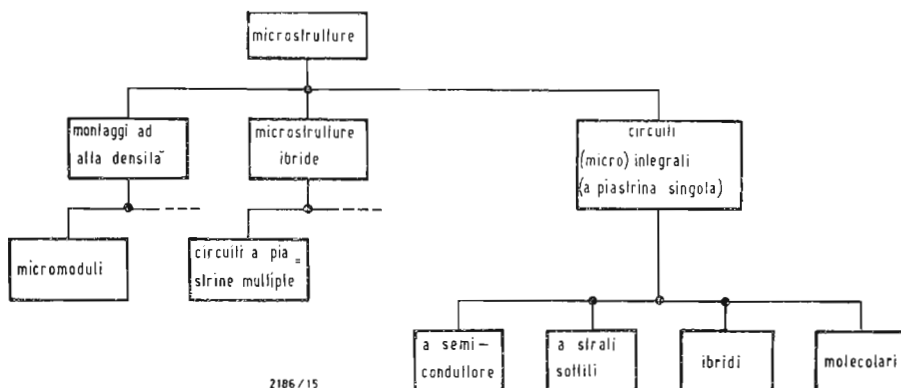
2.2. - Suddivisioni della microelettronica

L'impiego dei dispositivi a semiconduttori ha portato ad una notevole riduzione del peso e delle dimensioni delle apparecchiature elettroniche ed ha permesso la realizzazione di apparecchiature molto più complesse grazie all'aumentato grado di affidamento dei singoli dispositivi impiegati. Si è sentita però la necessità (specialmente nel campo militare e in quello dei calcolatori elettronici) di indirizzare la tecnica elettronica verso l'ottenimento di obiettivi più completi e impegnativi, quali:
a) aumento della capacità funzionale dei circuiti per unità di volume e di peso; *b*) riduzione del volume e del peso dei circuiti; *c*) aumento del grado di affidamento e conseguente riduzione della necessaria manutenzione; *d*) migliore utilizzazione della potenza spesa; *e*) riduzione dei costi di fabbricazione.
La branca dell'elettronica che cerca le soluzioni più adatte per raggiungere contemporaneamente questi obiettivi è stata chiamata *microelettronica* o anche *elettronica delle microstrutture*.
Si vede quindi che la miniaturizzazione spinta verso dimensioni molto piccole o *microminiaturizzazione* è solo uno degli obiettivi della microelettronica. Si fanno rientrare normalmente nel dominio della microelettronica i circuiti la cui densità di elementi equivalenti è maggiore di 3 per centimetro cubo o di 50 per pollice cubo.
Rimandiamo al paragrafo 2.6 per le definizioni nel campo della microelettronica.
La tabella 2.2.1 dà un quadro generale dei vari tipi di microstrutture che esamineremo di seguito.
La prima tendenza è stata quella di ridurre le dimensioni fisiche di ogni singolo componente e quindi di ottenere microstrutture combinando microcomponenti. Si sono così realizzati *montaggi di alta densità*.
In alcune versioni si sono fabbricati tutti i componenti in una dimensione comune o standard in modo da poter essere montati uno sull'altro, ottenendo i cosiddetti *micromoduli*. Viene chiamato micromodulo una unità complessa di forma geometrica definita, espletante una determinata funzione circuitale e costituita da dispositivi e componenti singoli distinti. I singoli componenti

hanno quindi ancora le funzioni di dispositivi e di componenti classici ma hanno forme e dimensioni geometriche appositamente studiate per la loro sistemazione nel circuito; essi vengono riuniti assieme per formare moduli cioè unità destinate a svolgere una particolare funzione di circuito semplice (oscillatore, amplificatore, ecc.).
La realizzazione di microstrutture di questo tipo ha raggiunto lo scopo di diminuire le dimensioni dei circuiti e delle apparecchiature, ma non quello di diminuire i costi, dato il notevole maggior costo dei singoli microcomponenti.
Una seconda tendenza è consistita nella fabbricazione di componenti passivi di circuiti per mezzo di pellicole di materiali diversi depositate per evaporazione. I singoli componenti passivi hanno ancora le proprietà dei componenti classici, ma vengono formati su un unico supporto depositando successivamente su questo un certo numero di pellicole o strati; i dispositivi (componenti attivi), le induttanze e i condensatori di elevata capacità vengono aggiunti di seguito. Questa è una via per il raggiungimento di alcuni tipi di *microstrutture ibride*. L'obiettivo del basso costo non è sempre raggiunto, dato che sono necessarie operazioni manuali aggiuntive nel montaggio del circuito completo.

Il risultato più completo per quanto riguarda gli obiettivi della microminiaturizzazione è quello ottenuto integrando in uno stesso blocco sia dispositivi che componenti passivi; si perviene così alla *(micro)elettronica integrata*, detta anche tecnica dei *(micro)circuiti integrati*.
I componenti attivi e passivi dei circuiti integrati possono avere ancora una corrispondenza con quelli classici che svolgerebbero funzioni analoghe. Talvolta però la corrispondenza non può essere mantenuta (perchè alcuni componenti non si possono realizzare facilmente e poichè alcune regioni di disomogeneità formate nel blocco semiconduttore presentano costanti distribuite): si realizzano allora delle unità che conseguono, utilizzando i fenomeni fisici che hanno luogo nei materiali allo stato solido, le stesse relazioni ingresso-uscita ottenibili mediante un certo numero di componenti classici, ma nelle quali non è possibile identificare un circuito equivalente ed i suoi elementi. L'identità e la funzione del componente individuale vengono perdute e si definisce un nuovo componente attraverso la funzione circuitale che svolge. La tecnica che si occupa di questo tipo di circuito integrato viene detta *elettronica molecolare* o anche *molettronica*.

Vengono principalmente usate due tecnologie nella fabbricazione dei circuiti integrati. La prima consiste nella diffusione di impurità in cristalli monolitici (sottostrati attivi). I circuiti integrati costituiti in questo modo sono detti *a semiconduttore*. Si parte in questo caso da un materiale semiconduttore (il più usato è una piastrina semiconduttrice di silicio) e si usano le varie giunzioni e la resistenza propria del materiale semiconduttore stesso per produrre all'interno di esso un certo numero di regioni di discontinuità in modo da realizzare sia dispositivi che componenti passivi.
Una seconda tecnica consiste nella deposizione su vetro o ceramica (sottostrati passivi) di sottili strati di materiali conduttori, dielettrici e resistivi. I circuiti integrati costruiti in questo modo sono detti *a strati sottili*.
Le due tecniche (a semiconduttore e a strati sottili) possono talvolta essere usate assieme per dar luogo a circuiti integrati *ibridi*.
Osserviamo che molto si sta discutendo sui vantaggi (e sugli svantaggi) principalmente economici, ma anche tecnici e di grado di affidamento, dei circuiti integrati a semiconduttore rispetto a quelli a strati sottili. Il problema è delicato e complesso ed è influenzato da innumerevoli applicazioni nelle quali una delle due tecniche soddisfa meglio speciali esigenze e particolari condizioni

Tabella 2.2.1 - Microstrutture

e infine dai continui progressi delle due tecniche. La controversia trova la sua giustificazione anche dalla preparazione tecnica e dall'ambiente di provenienza dei due contendenti. I fautori dei circuiti integrati a semiconduttore appartengono in generale all'ambiente dei costruttori di diodi e di transistori, che hanno trovato naturale estendere la loro area di attività a circuiti integrati nei quali vengono usate le tecniche planari epitassiali. I fautori dei circuiti integrati a strati sottili provengono d'altro canto di solito dai costruttori di componenti tradizionali i quali, ritenendo che le forniture dei resistori e condensatori tradizionali avrebbero inevitabilmente subito una diminuzione, sono entrati nel campo dei circuiti integrati; la loro esperienza e le loro esistenti attrezzature si adattano in questo caso meglio alla tecnica degli strati sottili.

2.3. - Componenti integrati

Diversi sono i procedimenti, d'altronde ancora in via di continua evoluzione, per l'ottenimento dei componenti passivi nei circuiti integrati, a seconda che si usino le tecniche dei circuiti integrati a semiconduttore o quelle a strati sottili.

Nei *circuiti integrati a semiconduttore* viene quasi esclusivamente impiegato come materiale semiconduttore il silicio e i circuiti integrati a semiconduttore vengono spesso anche chiamati circuiti integrati *monolitici al silicio*. Le tecniche impiegate sono quelle dei transistori planari epitassiali. Per isolare fra loro i vari punti sotto tensione all'interno della struttura monolitica viene quasi sempre usata una giunzione PN polarizzata in senso inverso.

Il silicio è più vantaggioso del germanio, poichè oltrechè esser adatto alle tecniche planari ed a quelle epitassiali, permette di costruire dispositivi con una temperatura ammissibile di funzionamento fino a 150° C mentre quelli al germanio perdono la loro efficienza oltre gli 80° C (aumentando la compattezza dei circuiti aumentano le difficoltà di dissipare il calore), permette di costruire giunzioni con correnti residue notevolmente più basse, e ha una resistività intrinseca molto più alta (permette di costruire resistori notevolmente più piccoli a parità di dimensioni).

Un *resistore* può essere costituito dalla resistenza di una regione di base di tipo P che è diffusa in una regione di collettore isolata di tipo N. Quanto maggiore è la resistenza che si vuole ottenere, tanto più lunga essa deve divenire fisicamente. Ne segue che una limitazione di questa tecnologia è data dal fatto che quanto più piccolo è il resistore, tanto più difficile è mantenerlo entro una data tolleranza. Ci si può aspettare una tolleranza del 20% per resistori diffusi di larghezza di 1 millesimo di pollice, e del 10% per resistori di larghezza di 2 millesimi di pollice (una via per sormontare il problema delle tolleranze è di progettare circuiti basati su rapporti di resistenze). Un altro svantaggio è che i grandi resistori hanno grandi capacità parassite.

Per quanto riguarda i *condensatori*, il tipo cosiddetto ad ossido è analogo al semplice condensatore a placche parallele, eccetto che il dielettrico usato è ossido di silicio. Una placca è costituita in questo caso da una regione molto drogata di tipo N formata durante la diffusione di emettitore, mentre l'altra placca è costituita dalla metallizzazione di alluminio che viene evaporato sopra l'ossido di silicio.

Fra i numerosi metodi di deposizione di strati sottili nei *circuiti integrati a strati sottili* due sono quelli che sono uasti poichè offrono il più conveniente controllo dei parametri del procedimento di fabbricazione e quindi delle proprietà degli strati sottili deposti: la spruzzatura catodica e l'evaporazione nel vuoto.

Sebbene meno usata e meno conveniente in generale dell'evaporazione nel vuoto, la *spruzzatura catodica* si è rivelata più conveniente per certi particolari materiali che è quasi impossibile depositare con altri mezzi. La spruzzatura è fondamentalmente l'eiezione di atomi dalla superficie di un materiale a seguito di un bombardamento da parte di atomi o ioni. Nelle applicazioni di deposizione di strati sottili il materiale che deve essere spruzzato (di solito in forma di un foglio piatto) viene usato quale catodo in una scarica ad incandescenza a bassa pressione in un gas inerte, quale l'argo. Caratteristiche della spruzzatura (rispetto alla evaporazione) sono fra l'altro il fatto che il grado di spruzzatura dipende poco dalla pressione del vapore e che gli spessori sottili spruzzati hanno la stessa composizione chimica del materiale iniziale. Si dice che si ha spruzzatura reattiva quando avviene una reazione chimica fra il materiale spruzzato e il gas spruzzante.

Una tecnica che ha accelerato la diffusione della spruzzatura catodica è stata quella della tecnologia degli strati sottili di tantalio per ottenere *resistori* e *condensatori*. Le pellicole di tantalio possiedono infatti il vantaggio non comune di poter essere convertite sia in resistori che in condensatori. Questo fatto semplifica molto la tecnologia della deposizione per reti RC.

L'attrazione principale del tantalio quale materiale per resistori è la sua refrattarietà, a seguito della quale i difetti incamerati nella pellicola durante la deposizione sono molto stabili rispetto agli effetti della ricottura (è di solito necessario riscaldare le pellicole di tantalio a temperature dell'ordine di 600° C prima che inizino diminuzioni irreversibili della resistenza).

Si ottengono facilmente delle uniformità di resistenza delle pellicole di tantalio, per superfici abbastanza grandi, migliori del ± 5%.
L'*evaporazione nel vuoto* viene comunemente usata per metalli quali oro, rame, cromo e alluminio e per quei dielettrici inorganici che non si decompongono facilmente allo stato di vapore quali SiO, MgFe, ZnS.
Quali evaporanti vengono usati tre materiali fondamentali: rame, cromo e monossido di silicio.
Il monossido di silicio viene usato quale sottostrato del circuito per fornire una superficie per la deposizione

Tabella 2.3.1 - Dati di confronto fra le caratteristiche dei resistori e condensatori realizzati su circuiti integrati (per cortesia della IEE: da IEE spectrum, June 64 pag. 69)

	Circuiti integrati a semiconduttore (monolitici al silicio)		Circuiti integrati a strati sottili	
RESISTORI				
Parametro	Diffusi, tipo *P*	Diffusi, tipo *N*	Nichelcromo	Cermet (composti ceramico-metallici)
Resistenza della superficie del sottostrato (per una striscia larga 1/1000 di pollice e spaziata 1/1000 di pollice) (Ω/millesimi di pollice quadrato)	50 - 150	1,25	20 - 200	50 - 500
Coefficiente di temperatura (10^{-6}/°C).....	da + 2800 a 1500	+ 100	± 100 aggiustabile entro il ± 10%	— 55
Dissipazione di potenza della superficie attiva del resistore (mW/millesimi di pollice quadrato)	3	3	2	
Tensione massima (V)	20	6		
Tolleranza per una buona resa (si possono raggiungere tolleranze più strette con costi maggiori) (%)	± 20		± 8	± 8

CONDENSATORI						
Parametro	Giunzioni *PN* a diffusione singola	Giunzioni *PN* a doppia diffusione	SiO_2	SiO	Vetro al silicato di borallumino	Ossido di tantalio
Capacità unitaria (pF/millesimi di pollice quadrato)	0,1 per tensione di polarizzazione = 0	1 per tensione di polarizzazione = 0	~ 0,25	0,01	0,4	2,5
Tensione massima (V)	30	6	50	50	50	20
Fattore di dissipazione (%) a 1 kHz	10	100		2,5	0,2	0,8
a 1 MHz			0,7	0,7	0,2	0,3
a 10 MHz			2		1	
Coefficiente di temperatura (10^{-6}/°C) ...	basso	basso	basso	da ± 200 a ± 50	+ 115	+ 400
Sensibilità alla tensione applicata	~ $V^{1/2}$	~ $V^{-1/2}$	0	0	0	0
Polarizzati	si	si	no	no	no	no
Capacità dispersa (% del valore del condensatore)...........................	25	25	18	~ 0	~ 0	~ 0
Corrente di dispersione a 5 V (A/pF)....	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}	10^{-14}	10^{-15}	10^{-15}

dei *resistori*, quale isolante nei punti di incrocio e anche talvolta quale materiale dielettrico per i *condensatori*. La sua bassa costante dielettrica ($\varepsilon = 6$) dà dei punti di incrocio leggermente accoppiati, ma limita i valori di capacità ottenibili.

Una miscela di cromo e monossido di silicio dà un materiale resistivo di alta stabilità. Attraverso successive deposizioni vengono formate delle pellicole con vari disegni, per evaporazione attraverso maschere metalliche.

Nella tabella 2.3.1 sono indicati alcuni dati di confronto fra le caratteristiche di resistori e condensatori realizzati nei circuiti integrati con le tecniche a semiconduttore e a strati sottili.

Abbiamo visto come si possono ottenere resistori e condensatori nei circuiti integrati. Fra i componenti occorre ancora parlare delle *induttanze*.

L'induttanza è il nemico numero uno del progettista di circuiti integrati; in effetti una delle funzioni che presenta difficoltà per la sua totale integrazione è l'amplificazione selettiva. La difficoltà sta nel fatto che non è stato possibile miniaturizzare bobine di alto Q ad un punto tale che esse possano essere rese di dimensioni paragonabili a quelle degli altri componenti integrati. Infatti quando un condensatore è miniaturizzato riducendo tutte le sue dimensioni, la capacità diminuisce in proporzione ma il Q rimane costante. Invece miniaturizzando in modo simile una bobina, il suo Q diminuisce col quadrato della riduzione delle dimensioni.

Fra le soluzioni possibili una prima può essere quella di ricorrere a reti con reazione passiva (senza impiego di dispositivi amplificatori). Tali reti diventano selettive in frequenza quando per qualche frequenza il guadagno dello stadio diventa vicino all'unità, ma ciò richiede l'impiego di elementi reattivi quasi senza perdite. Non è quindi possibile avere alte selettività. D'altro canto queste reti impiegano un numero limitato di componenti e non è necessario che le tolleranze dei componenti siano molto critiche.

Una seconda soluzione può essere l'impiego di circuiti con reazione attiva (impieganti cioè uno o più elementi attivi). Anche qui si ha selettività quando il guadagno dello stadio si avvicina ad uno, ma ora gli elementi attivi sono necessari per cancellare gran parte delle perdite nella rete che di solito è una RC. A causa del delicato bilanciamento che occorre mantenere, queste reti sono molto sensibili alle tolleranze dei componenti e inoltre per ottenere dei Q utili occorre avere un guadagno molto alto (per es. 87 dB per Q di 50).

Un'altra soluzione può essere l'impiego di ceramiche piezoelettriche usate quali filtri passa banda; dischi di ceramica piezoelettrica al titanato di bario, funzionanti in overtone sono stati proposti per impiego quali amplificatori FI per MA alla frequenza di 475,4 kHz quali sostituti dei normali tipi nei ricevitori portatili transistorizzati. Dischi di materiale piezoelettrico sono stati anche impiegati per accordare gli stadi FI del ricevitore a circuiti integrati ARC-63 costruiti dalla WESTINGHOUSE per le forze armate statunitensi.

In definitiva il problema delle induttanze nei circuiti integrati non è stato ancora pienamente risolto.

(continua)

La Società Generale Semiconduttori costituirà un proprio laboratorio di ricerche e sviluppo in Europa

La SGS e le Società Associate del gruppo SGS-FAIRCHILD hanno annunciato la propria intenzione di creare al più presto un laboratorio di ricerche e sviluppo in Europa.

L'ing. Renato Bonifacio, Direttore Generale del gruppo SGS-FAIRCHILD, ha così commentato questo annuncio: «Noi ci siamo finora valsi dell'appoggio prezioso dei laboratori della FAIRCHILD SEMICONDUCTOR (U.S.A.). Tuttavia, dopo un attento studio del mercato europeo, siamo giunti alla conclusione che esistono in esso numerosi settori di applicazioni non ancora esplorati a fondo dai costruttori di semiconduttori.

Di conseguenza, pur continuando a utilizzare le ricerche dei laboratori della FAIRCHILD SEMICONDUCTOR che siano suscettibili di applicazione in Europa, noi le integreremo con quelle sviluppate autonomamente nei nostri laboratori.

Saremo così in grado di proporre ai progettisti europei la più perfezionata gamma di semiconduttori planari al silicio corrispondenti alle loro particolari esigenze.

Stiamo attualmente esaminando la sede, o le sedi, più opportune per i nostri laboratori di ricerca: la scelta sarà dettata in primo luogo dall'esigenza di corrispondere nel modo migliore alle necessità delle nostre Società in Europa, e speriamo di poterla comunicare al più presto

Per preparare questa fase decisiva dello sviluppo della nostra Società, da qualche tempo abbiamo inviato un gruppo di nostri ingegneri e ricercatori presso i laboratori della FAIRCHILD SEMICONDUCTOR in America, dove essi da un lato hanno fatto presente il punto di vista europeo sui diversi problemi, dall'altro hanno acquisito l'esperienza necessaria per contribuire al varo dei nostri nuovi laboratori».

(*s.g.f.*)

L'autoradio Philips ad onde corte modello N6X16T*

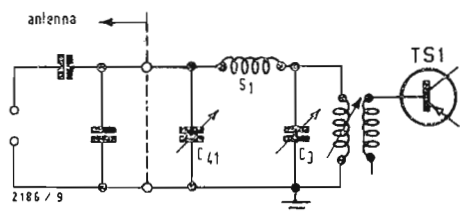



Fig. 1

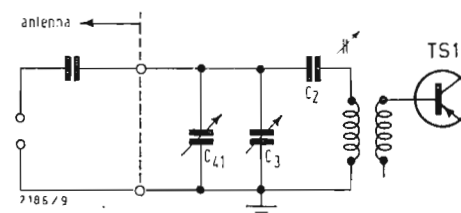



Fig. 2

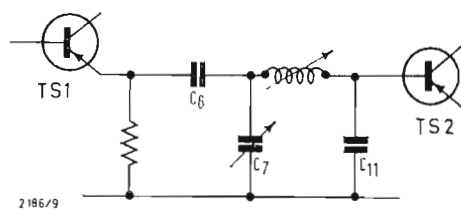



Fig. 3

1. - INTRODUZIONE

Nel 1963 la Philips ha introdotto sul mercato una nuova autoradio completamente transistorizzata con onde corte. Si tratta del modello N6X16T, che permette la ricezione non solo della gamma onde medie, ma anche di nove gamme onde corte, nelle bande dei 16, 19, 25, 31, 41, 49, 60, 75 e 90 metri. Questo è un punto molto importante a favore della nuova autoradio in quanto con essa si può ricevere l'85% delle 3000 frequenze di trasmissione ufficialmente approvate.

Facile ad usarsi, l'apparecchio è dotato di tre controlli: uno per la sintonia e due per la regolazione continua del volume e del tono; inoltre un commutatore a due posizioni funzionante in unione a cinque pulsanti permette di selezionare la banda di frequenza desiderata.

Con il commutatore in posizione 1 i pulsanti consentono la selezione delle bande dei 16, 19, 25, 31 e 41 metri; mentre le bande dei 49, 60, 75, 90 metri e le onde medie vengono selezionate con il commutatore in posizione 2.

I vantaggi principali dell'autoradio N6X16T sono: facile sintonia di qualsiasi stazione, grazie all'espansione di gamma in tutte le bande ad onde corte. Alta sensibilità, che permette un'ottima ricezione delle stazioni lontane. Eccezionale qualità del C.A.V., che permette la ricezione con volume costante di segnali la cui intensità varia notevolmente.

Variazioni della tensione di alimentazione danno luogo ad una deriva di frequenza che è praticamente nulla, mentre variazioni di temperatura provocano una deriva minore dell'1‰ della frequenza di sintonia.

L'apparecchio è facilmente estraibile dalla propria custodia per le eventuali operazioni di assistenza.

Due transistor finali OC26 in collegamento controfase assicurano una buona potenza d'uscita, con una fedeltà di riproduzione del tutto adeguata.

2. - SEZIONE A RF

Per una buona prestazione in onde corte è necessaria un'alta sensibilità di antenna, un buon rapporto d'immagine, una buona reiezione della F.I. ed un comando automatico di volume particolarmente efficace. Per soddisfare tutte queste esigenze è stato inserito uno stadio accordato a RF fra il circuito d'antenna ed il mescolatore.

L'accordo viene eseguito a mezzo di un'unità che comprende quattro bobine con nuclei in ferroxcube. Tre delle bobine si riferiscono al circuito d'antenna, al circuito accordato a RF e al circuito dell'oscillatore per le OM.

La quarta bobina viene impiegata nell'oscillatore per le onde corte.

Durante la ricezione delle onde medie i tre circuiti RF sono ad accordo variabile, mentre nella ricezione delle onde corte il circuito accordato d'antenna e quello RF sono permanentemente accordati al centro della banda.

3. - IL CIRCUITO D'ANTENNA

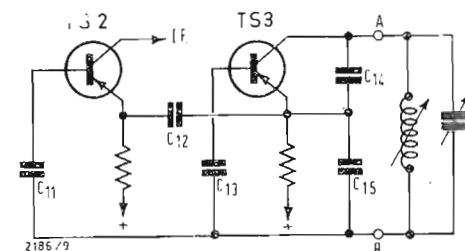
L'antenna dell'auto ed il suo cavo di collegamento presentano solitamente una capacità compresa fra 45 e 105 pF, quindi in media di 75 pF. Per compensare questa variazione della capacità, vi è nel circuito d'antenna, oltre al solito condensatore d'accordo, un trimmer che consente una variazione di capacità di 60 pF e che è incluso nel cavo d'antenna. Questo trimmer deve essere regolato allorchè il ricevitore viene collegato all'antenna.

Per la ricezione delle OM l'antenna viene collegata al capo alto del circuito attraverso la bobina S_1 (fig. 1) che serve per sopprimere i disturbi provocati dal motore. Durante la ricezione delle OC questa bobina viene cortocircuitata per evitare che sottragga del segnale utile, dato che la sua induttanza non può essere trascurata rispetto all'induttanza complessiva del circuito d'aereo. Durante la ricezione delle onde corte, l'antenna viene collegata attraverso un partitore capacitativo (fig. 2); la capacità del circuito in questo caso è di 75 pF mentre per la ricezione delle OM è di 190 pF. L'accordo del circuito d'aereo viene effettuato con il trimmer C_3 per la gamma OM, e con l'induttanza variabile del circuito accordato per la gamma OC.

La base del transistor RF è accoppiata col circuito d'aereo attraverso una bobina. L'altro capo del circuito è collegato al telaio. Il collegamento al conduttore «—» nel caso in cui il polo positivo della batteria dell'autoveicolo fosse collegato al telaio e lo stadio finale di BF fosse pilotato per la massima uscita, porterebbe il segnale a BF presente sul condensatore elettro-

* Bollettino Tecnico d'Informazione Philips, n. 40.

Fig. 1

Fig. 5

litico C58 vicino al filtro della tensione di alimentazione della batteria, a risultare in serie con il segnale d'aereo. Ciò causerebbe dell'instabilità. Le figg. 1 e 2 mostrano gli schemi di principio del circuito d'antenna.

Quattro commutatori a slitta sono impiegati per la selezione delle gamme d'onda: SK1A e C sono azionati dal commutatore rotante a due posizioni, SK1B e D sono dei commutatori a tre posizioni azionati dai pulsanti.

La selezione di una particolare banda comporta automaticamente il cortocircuito del circuito d'aereo e della bobina di accoppiamento relativi alle bande a frequenza minore non selezionati per evitare assorbimenti da parte di questi circuiti.

La stessa cosa avviene per il circuito accordato a RF e per il circuito dello oscillatore.

Nel circuito di base del transistor a RF è inserita una resistenza di protezione di 100 Ω.

4. - CIRCUITO ACCORDATO A RF

Sia per la ricezione in OM che in OC nel circuito accordato a RF viene utilizzato lo stesso condensatore d'accordo. La base del transistor mescolatore è accoppiata capacitivamente con il circuito accordato a RF attraverso C_{11} (fig. 3) e nel caso delle gamme a frequenza più bassa, attraverso C_9 o C_{10}, oppure $C_9 + C_{10}$.

Per le onde medie il circuito viene allineato a mezzo del trimmer C_7 mentre per le onde corte a mezzo della induttanza dello stesso circuito.

5. - CIRCUITO DELL'OSCILLATORE E DEL MESCOLATORE

Due diversi transistor compiono le funzioni di mescolatore e di oscillatore. Nella posizione « OM » la bobina oscillatrice S_{41} con il trimmer C_{18} e il condensatore C_{19} in parallelo ad essa, viene collegata fra i punti A e B. L'esatta tensione oscillante viene ottenuta mettendo il condensatore C_{16} in parallelo a C_{15} (fig. 4).

Nella posizione « 90 m » la bobina dell'oscillatore S_{40}, con il trimmer C_{17} ed il condensatore C_{21} in parallelo ad essa, viene collegata fra i punti A e B. Per ricevere le altre bande in onde corte viene collegata un'induttanza variabile in parallelo ad S_{40} che permette al circuito di essere accordato al centro della banda in questione. Per queste bande la capacità d'accordo è di circa 250 pF, valore abbastanza alto per contenere entro limiti ragionevoli alle alte temperature la deriva di frequenza causata dalla capacità parassita della bobina.

D'altra parte, essa ostacola l'oscillazione alle frequenze più alte, per cui per le bande dei 31, 25, 19 e 16 m viene usata per la mescolazione la seconda armonica della frequenza dell'oscillatore.

Alla temperatura ambiente di 55° C la la deriva di frequenza è minore di una parte su mille della frequenza di accordo. La tensione di alimentazione dell'oscillatore è stabilizzata per mezzo del diodo Zener OA200 il quale è in grado di limitare a 2 Hz la deriva di frequenza, derivante da variazioni della tensione di alimentazione da 7,2 a 6 V.

6. - L'AMPLIFICATORE A F.I. E IL RIVELATORE

L'amplificatore a FI comprende due transistor e tre filtri di banda che consentono di ottenere una grande amplificazione ed una buona selettività.

$B_{1,4}$ = 4,5 kHz; B_{10} = 9,5 kHz; S_9 = 220 volte.

dove:

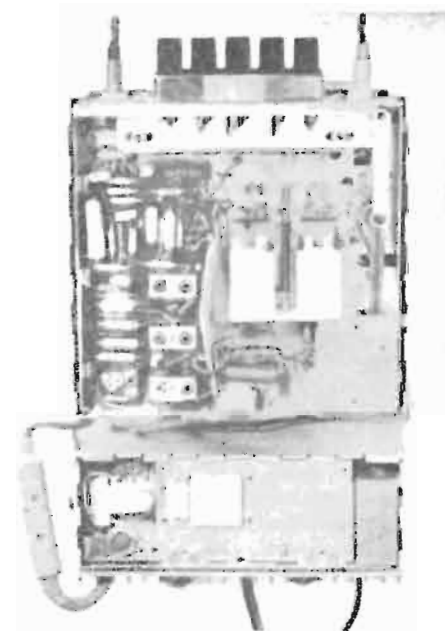
$B_{1,4}$ = larghezza di banda per una attenuazione del 40%;

B_{10} = larghezza di banda per una attenuazione di 10 volte;

S_9 = attenuazione a 9 kHz dalla frequenza di sintonia. La tensione per il CAV è presa dal quinto circuito a FI, Il segnale a FI viene rivelato dal diodo X2. Questo rivelatore è del tipo ad alta impedenza ed è seguito da un transistor di BF (Ts_6) collegato con collettore 150 kΩ, è atto ad essere collegato al giradischi Auto-Mignon.

Il potenziometro R_{21} è quello del volume, mentre R_{20} è quello del comando di tono. Quando si diminuisce il valore di R_{20}, risultano attenuate le note alte e viceversa quando lo si aumenta. L'amplificatore a FI, il rivelatore ed il primo transistor di BF sono montati in un pannello a circuito stampato; di fianco vi è un pannello più grande per la parte a RF. Assieme al meccanismo di sintonia, questi pannelli sono rinchiusi nel cosiddetto gruppo RF. Questo è provvisto di un corto cavo schermato, che deve essere collegato all'analogo cavo uscente dalla sezione di BF. Questa disposizione facilita notevolmente le operazioni di montaggio e di riparazione nell'autoveicolo.

7. - IL COMANDO AUTOMATICO DI VOLUME

Il circuito del CAV deve presentare delle caratteristiche particolari, dato che per la ricezione in OC è sufficiente avere un'azione di controllo per segnali in antenna fino a 250 mV, mentre per le OM il CAV deve essere in grado di funzionare anche per segnali di 2 V, con una profondità di modulazione dell'80%. Per ottenere una simile prestazione, viene impiegato un transistor tipo OC 71 (Ts_{11}), come amplificatore del CAV. Il circuito di principio è indicato nello schema generale. Il segnale viene ricavato dal condensatore C_{33} che precede il trasformatore a FI del quinto stadio

		SK1			
posizione		A	B	C	D
1	16 m	L	L	R	R
2	19 "	L	M	R	R
3	25 "	L	R	R	R
4	31 "	L	M	R	M
5	41 "	L	M	R	L
6	49 "	R	L	L	R
7	60 "	R	M	L	R
8	75 "	R	R	L	R
9	90 "	R	M	L	M
10	MG	R	M	L	L

SK1A	L →		→ R
SK1B	L →	M →	R
SK1C	L ←		R
SK1D	L ←	M ←	R

2186/9

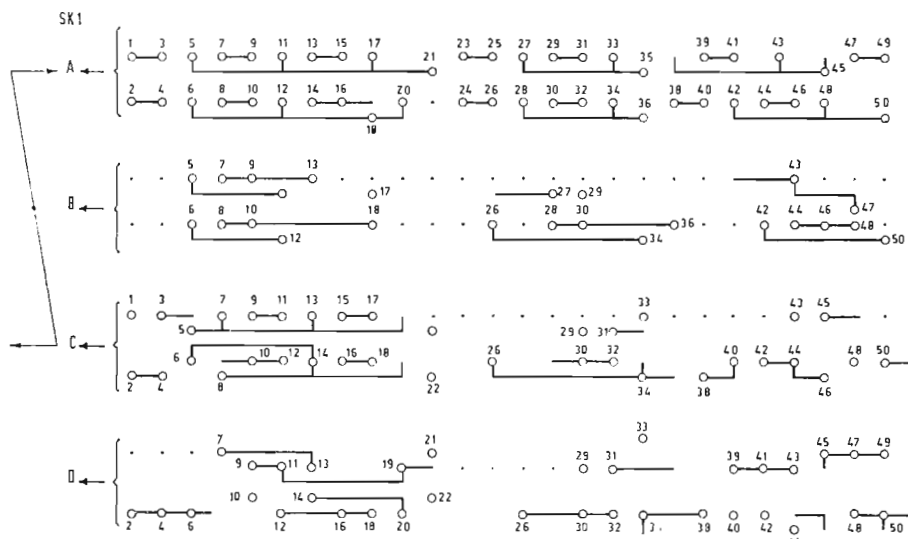



Fig. 7

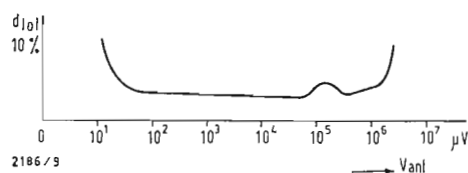



Fig. 6

FI. Esso viene rettificato dal diodo X_3 e portato poi attraverso il filtro R_{13}/C_{24} alla base del primo transistor a FI (Ts_4).

La corrente di collettore di Ts_1 è stata aggiustata a 1 mA. Con una tensione di alimentazione di 5,6 V e con una resistenza di emettitore R_3 di 3,3 kΩ, la tensione di emettitore risulta pari a 5,6 — 3,3 = 2,3 V. Con l'aiuto del divisore di tensione R_{14}, la tensione su R_{16} viene portata a 2,7 V. Questa tensione è applicata alla base di Ts_{11}, mentre l'emettitore di quest'ultimo è collegato all'emettitore di Ts_1. Il collettore di Ts_{11} è riportato al terminale negativo. Ne risulta che Ts_{11} non conduce per segnali di piccola ampiezza. Con segnali d'antenna forti il CAV entra in funzione, dato che la caduta di tensione su R_{16} rende conduttivo il transistor Ts_{11}. Quest'ultimo può essere considerato come una resistenza variabile collegata fra l'emettitore di Ts_1 e il terminale negativo. La resistenza diminuisce quando Ts_{11} diventa più conduttivo, per cui risulta diminuita la tensione di emettitore di Ts_1. Segnali in antenna di ampiezza ancora maggiore diminuiscono l'amplificazione del transistor a RF. In altre parole: la tensione applicata alla base del transistor a FI, Ts_4, e la tensione sulla resistenza R_{16}, vengono mantenute praticamente costanti. Per la ricezione delle onde medie, il condensatore addizionale C_{12} da 6,8 pF, la capacità di reazione del transistor a RF e l'accoppiamento parassita fra il circuito d'antenna e il circuito accordato a RF, causano un ulteriore aumento della tensione sulla base del transistor Ts_4, e quindi della tensione sulla resistenza R_{16}, senza che si sviluppi l'azione di regolazione descritta nel paragrafo precedente.

Ne risulta che il transistor a RF diventa meno conduttivo e l'apparecchio è in grado così di funzionare con segnali aventi un'ampiezza di 2 V con una profondità di modulazione dell'80 %.

La fig. 6 riporta la distorsione in funzione dell'ampiezza del segnale in antenna. Esiste una stretta relazione fra il funzionamento del circuito e il rapporto segnale/disturbo per segnali di maggior ampiezza. Per segnali aventi un'ampiezza maggiore di 1 mV si ha un rapporto segnale/disturbo di 40 dB.

8. - SEZIONE DI BF

L'amplificatore di BF (fig. 8) comprende un preamplificatore, Ts_7 (OC 75), un transistor pilota Ts_8 (OC 79) e due transistor finali, del tipo OC 26, collegati in controfase. La potenza d'uscita fornita all'altoparlante è di 6 W, la distorsione massima del 10 %. Quando

(*il testo segue a pag. 552*)

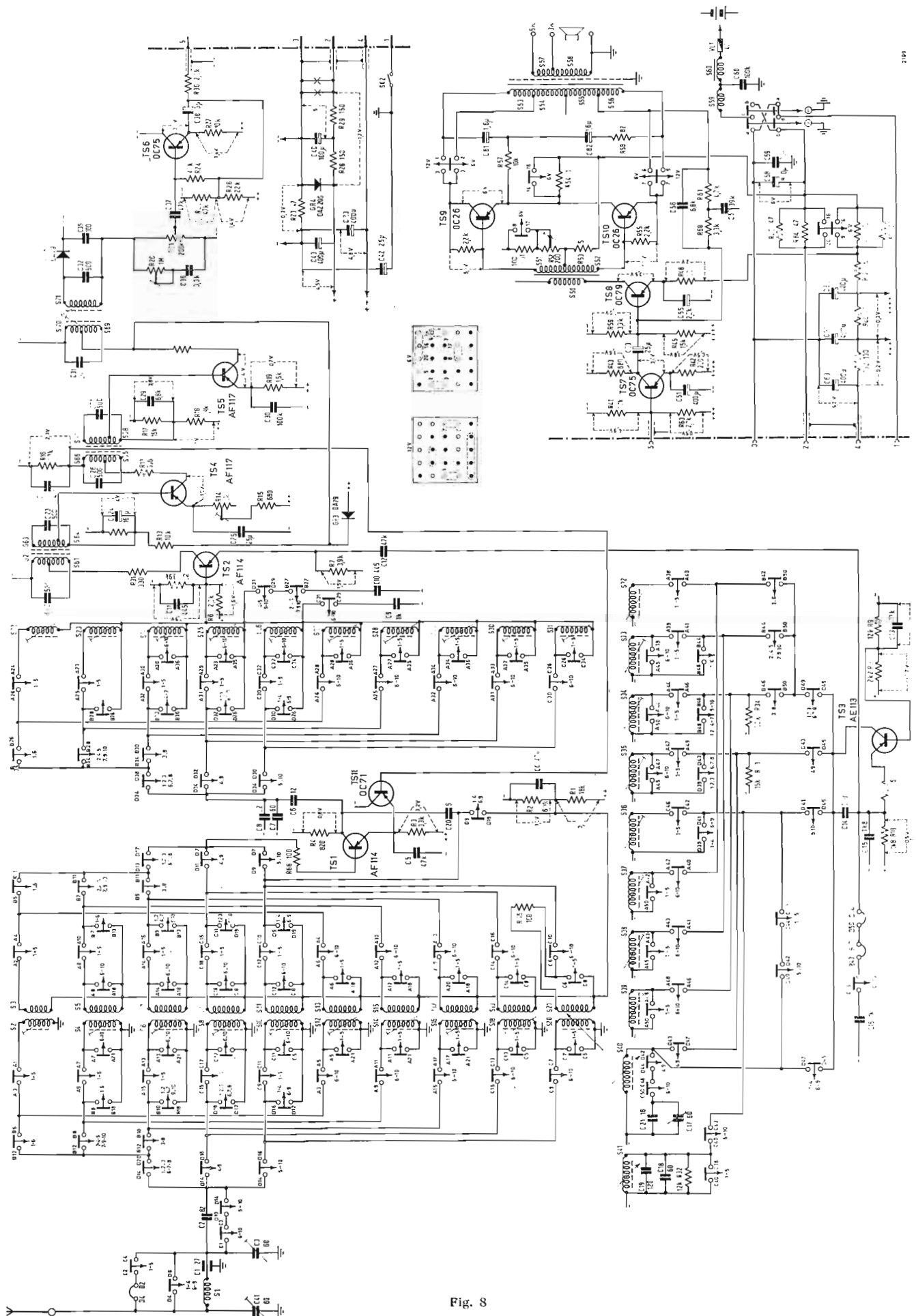



Fig. 8

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Condor serie P11

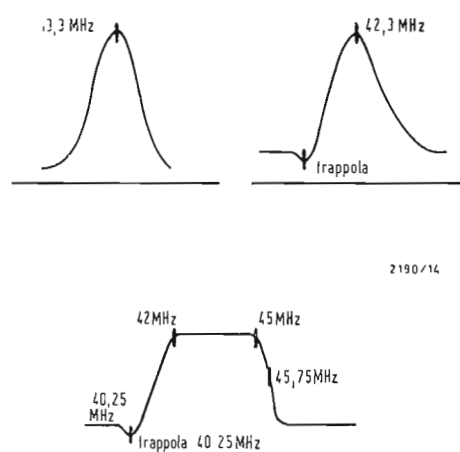



Fig. 1, 2 e 3

1. - GENERALITÀ

I ricevitori per televisione CONDOR (Dott. Ing. Giuseppe Gallo) della serie « P 11 » si riferiscono ai modelli « P 11 S », da 19"; « P 113 » da 23"; « P 114 » da 23"; « P 114 E » da 23" e « P 115 B » da 23".

Il relativo schema elettrico che, come al solito, è riportato nella rubrica *Archivio Schemi* allegata a questo numero, è valido per apparecchi aventi il numero di telaio dal 160001 in poi.

È molto importante tenere presente che la ditta Condor si riserva il diritto di modificare, senza inpegno di darne comunicazione e di aggiornare tempestivamente le note, le caratteristiche ed i dati che sono qui illustrati, schema elettrico compreso. È ben inteso che le caratteristiche essenziali dei tipi di televisori ai quali queste note si riferiscono, in tal caso, sono mantenute immutate.

2. - ELEMENTI E CARATTERISTICHE TECNICHE PRINCIPALI

Le caratteristiche tecniche dei suddetti modelli di televisori sono le seguenti:
a) Alimentazione a 220 volt, 50 Hz, con assorbimento dalla rete elettrica di circa 170 watt.

b) Ingresso d'antenna, VHF e UHF del tipo asimmetrico a 75 ohm.

c) Sintonizzatore VHF adatto alla ricezione di 9 canali più 4 di riserva. Sensibilità dell'ordine dei 30 microvolt.
d) Sintonizzatore UHF modello 2836 a valvola, oppure modello 2841 a transistori, adatti alla ricezione delle bande IV e V.
Sensibilità dell'ordine dei 60 microvolt.
e) La riproduzione audio è del tipo hi-fi mediante l'impiego di un apposito circuito di controreazione e di un trasformatore di uscita di concezione particolare.
f) Nei modelli P 11 S e P 113 si fa uso di un altoparlante a larga banda acustica mentre nei modelli P 114, P 114 E e P 115 B, è impiegato un altoparlante di grande dimensione avente una membrana esponenziale.
g) Potenza di uscita massima 3 watt.
h) Il controllo automatico di sensibilità è realizzato tramite circuito gated e bias clinper.
i) Base dei tempi di quadro con blocking di potenza.
l) Base dei tempi orizzontali sinusoidale
m) Adatti circuiti assicurano la soppressione automatica dei ritorni di riga verticali ed orizzontali. Esiste la possibilità di effettuare due regolazioni della linearità verticale ed un controllo dell'ampiezza verticale.
n) La stabilizzazione automatica dell'ampiezza verticale è ottenuta tramite circuiti NTC e VDR.
o) Regolazione della linearità orizzontale e regolazione continua dell'ampiezza orizzontale.
p) Regolazione continua di ritardo del

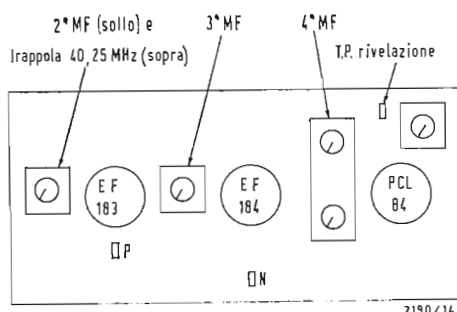



Fig. 4 - Circuito stampato 4021 visto dal lato componenti.

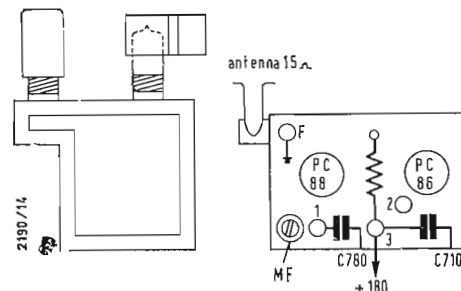



Fig. 5 - Gruppo UHF modello 2836.

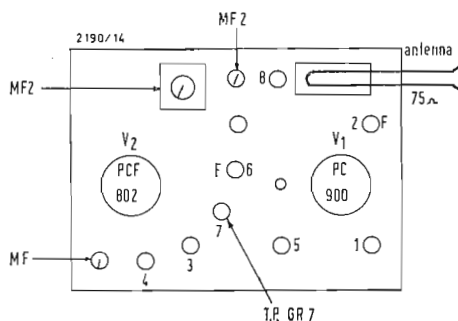



Fig. 6 - Gruppo VHF modello 2834.

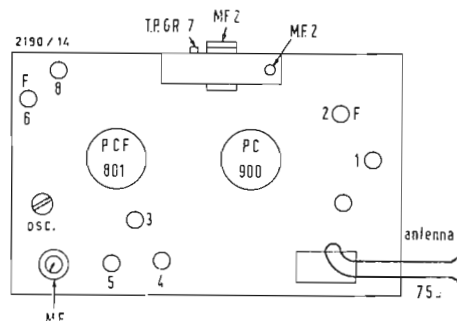



Fig. 7 - Gruppo VHF modello 2832.

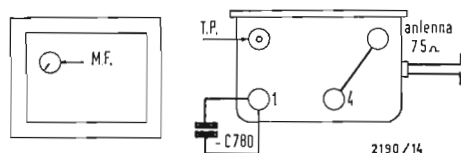



Fig. 8 - Gruppo UHF a transistori modello 2841.

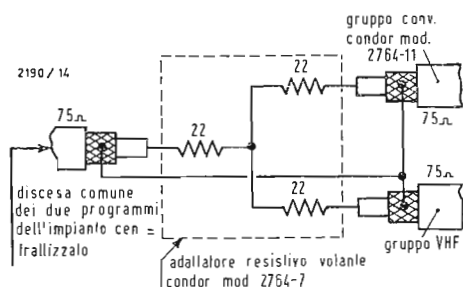



Fig. 9

CAG e stabilizzazione automatica dell'ampiezza orizzontale con circuito VDR.

3. - VALVOLE

PC900, amplificatrice a radio frequenza (neutrode); PCF801, oscillatrice e miscelatrice; EF183, 1° amplificatrice di media frequenza; EF184, 2ª amplificatrice di media frequenza; PCL84, amplificatrice video e controllo automatico gated; EF184, amplificatrice media frequenza suono e limitatrice; PCL86, prefinale e finale di potenza audio; PCF80, doppia separatrice dei sincronismi; PCL85, terza separatrice ed oscillatrice finale verticale; EAA91, comparatrice di fase; ECC81, oscillatrice orizzontale e tubo a reattanza; PL500, finale orizzontale; PY88, ricuperatrice, damper; DY87, raddrizzatrice EAT; PC88, amplificatrice UHF (sintonizzatore 2836); PC86, oscillatrice e mescolatrice UHF (sintonizzatore 2836).

4. - TRANSISTORI

AF139, amplificatore UHF (sintonizzatore 2841); GM0290, oscillatore e mescolatore UHF (sintonizzatore 2841)

5. - DIODI

SS1½ (OY241), raddrizzatore alimentazione generale; SFD104, rivelatore; 2-1N542, rivelatori suono.

6. - TUBO CATODICO

AW47-91-19″-110° nel modello P 11 S; AW59-91-23″-110° nei modelli P 113, P 114 e P 114 E; 23BP4-03-23″-110° bonded shield nel modello P 115 S.

7. - TARATURA DELLE MEDIE FREQUENZE

7.1. - Strumenti necessari

a) Un generatore panoramico con frequenza centrale di 43 MHz con una escursione di ± 5 MHz, munito di marcatore.
b) Uno dei soliti dispositivi a pila, più volte illustrati, adatto a fornire una tensione regolabile intorno a — 2,5 volt.
c) Un oscilloscopio che consente la riproduzione delle curve di risposta della media frequenza video.

7.2. - Collegamenti permanenti

Il terminale che serve per prelevare le oscilloscopie deve essere collegato al punto di controllo (*test-point*) T.P.

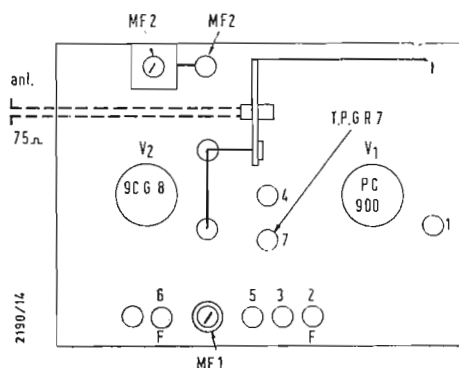



Fig. 10 - Gruppo VHF modello 2833.

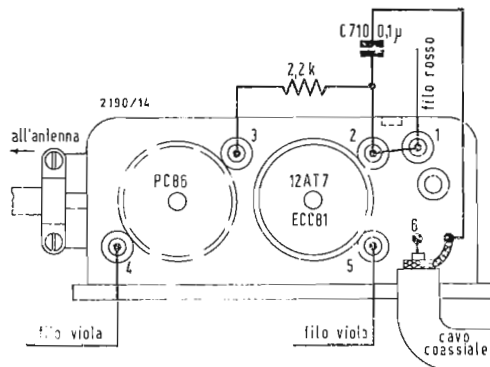



Fig. 11

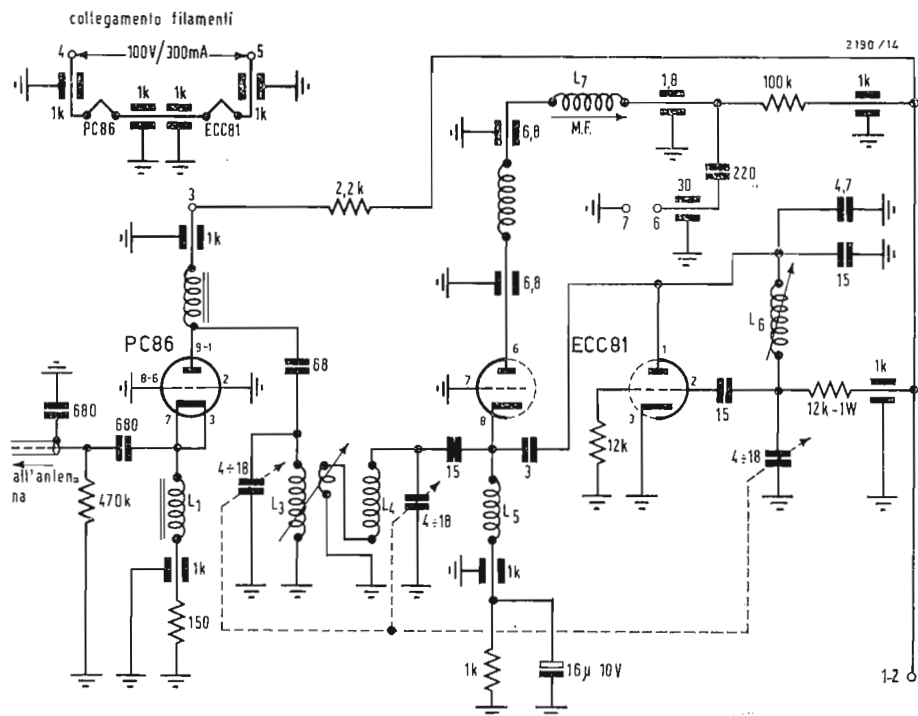



Fig. 12 - Gruppo convertitore 2764-11/B1, conversione nei canali A-B-C.

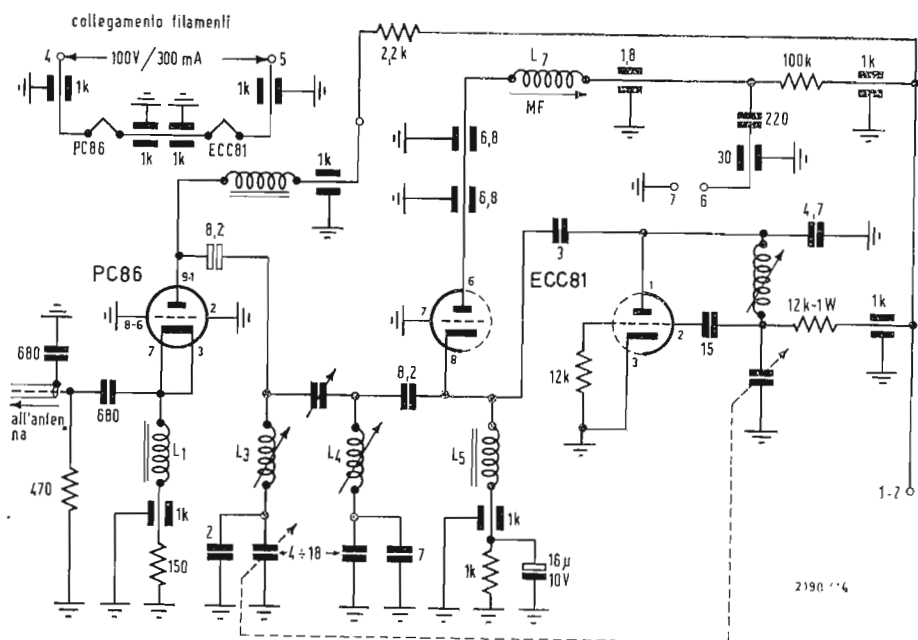



Fig. 13 - Gruppo convertitore 2764-11/B3, conversione nei canali D-E-F-G.

Rivel., visibile in figura 4, del circuito stampato 4021. Detto collegamento deve essere mantenuto per tutta la durata delle operazioni di taratura. Il polo negativo della pila, di cui al punto *b*) del paragrafo precedente, deve essere collegato al punto *N* (stessa figura) che a sua volta va collegato, tramite un ponticello, col punto *P*. Il polo positivo della pila si collegherà a massa. L'uscita va regolata per — 2,5 V.

7.3. - Taratura

IV media frequenza: il generatore deve essere collegato al piedino 2 della valvola EF184 (*griglia controllo*). Girare il nucleo della IV media frequenza assicurandosi che il nucleo si tari all'esterno della bobina ed in modo da ottenere la curva di figura 1.

III media frequenza e trappola a 40,25 MHz: il cavo d'uscita del generatore dovrà essere portato al piedino 2 della valvola EF183 (*griglia controllo*) regolando per un'uscita conveniente. Girare il nucleo della III media frequenza e successivamente quello della trappola a 40,25 MHz (che si trova nel bussolotto della II media frequenza, verso l'alto) assicurandosi che l'accordo si tari con nucleo verso l'esterno, ed in modo da ottenere la curva di figura 2.

Risposta totale di media frequenza: portare il cavo d'uscita del generatore sul punto di controllo T.P. GR. 7 del gruppo VHF con un'uscita adatta.

Mettere il gruppo VHF sul canale *II* (o su un altro canale della banda 3).

Mettere il commutatore dei programmi in posizione UHF.

Staccare il cavo che collega i gruppi UHF e VHF dal gruppo VHF e girare sia il nucleo della II media frequenza (che si trova nel bussolotto della II media frequenza verso il basso) tarando sul punto di taratura esterno, sia il

Fig. 15 - Posizione dei componenti nel telaio.

nucleo della media frequenza (VHF) che si trova sul gruppo VHF.

Eventualmente ritoccare la taratura della III e della IV media frequenza. In figura 3 è visibile la curva totale di risposta che si dovrà ottenere dopo le suddette operazioni.

Media frequenza (UHF) *e bobina di adattamento sul gruppo* VHF: collegare il cavo d'uscita del generatore; per il gruppo 2836 ad un cilindro metallico infilato sulla valvola PC86 del gruppo UHF (figura 5) per il gruppo 2841 al T.P. e regolare per ottenere un'uscita adatta. Dopo aver riattaccato il cavo di collegamento sul gruppo VHF portare il commutatore dei programmi in posizione UHF. Girare il nucleo della media frequenza (UHF) del gruppo UHF e quello della media frequenza 2 del gruppo VHF in modo da ottenere la stessa circa di figura 3.

Allo scopo di evitare dei fenomeni di sovraccarico occorre cercare di ottenere le oscilloscopie con l'uscita del generatore panoramico regolata per 1 *volt p.t.p. al T.P. RIVEL.*

8. - IMPIANTI CENTRALIZZATI

Istruzioni per utilizzare il cambio automatico primo e secondo programma *dei televisori serie* P 11 *installati in luoghi con impianti centralizzati dove il secondo programma è convertito nelle bande* VHF *del primo programma.*

Qualora nell'installare un televisore, al tecnico si presenti la suddetta evenienza, *egli dovrà sostituire il gruppo* UHF *del televisore con il gruppo convertitore modello* 2764-11, realizzato a tale scopo, procedendo nel seguente modo:

a) Staccare, dissaldandoli, tutti i fili che sono ancorati sul gruppo UHF e precisamente: per il gruppo a valvole modello 2836 il filamento (filo viola), l'anodica (filo rosso) ed il cavo coassiale *link* (anima e calza). Dissaldare il condensatore C_{780}, che non sarà utilizzato e il condensatore C_{710} da 0,1 μF che dovrà essere montato sul nuovo gruppo.

b) Svitare le quattro viti che fissano la staffa di supporto del gruppo UHF ed asportare il medesimo.

c) Montare il gruppo convertitore 2764-11 sul televisore esattamente al posto del gruppo UHF asportato. Se il gruppo UHF che viene sostituito è del tipo a transistori (modello 2841) è necessario interporre tra il nuovo gruppo e la staffa di supporto, i quattro distanziatori in dotazione e adoperare per il fissaggio le viti lunghe.

Fissare la staffa al telaio con le stesse viti precedentemente tolte ed utilizzare gli stessi fori.

d) Procedere alla saldatura come indicato in figura 11 e precisamente anodica (rosso) al punto 1; i filamenti, punti 4 e 5, vengono collegati uno al

Fig. 14 - Adattamenti generali d'antenna.

filo viola proveniente dal gruppo VHF e l'altro a massa. Per il *link* l'anima del cavo coassiale va collegata al punto 6 e la calza al punto 7 (linguetta di massa). È necessario inoltre saldare il condensatore C_{710} da 0,1 μF ai punti 2 e 7.

Se il gruppo UHF sostituito era del tipo a transistori (modello 2841) per effettuare il collegamento dei filamenti è necessario interrompere la massa dei filamenti stessi sul gruppo VHF e collegare il filo viola come descritto sopra.

9. - MESSA A PUNTO

Occorre in primo luogo collegare la presa di antenna del gruppo convertitore all'impianto centralizzato come è mostrato in figura 9 quindi:

a) Agire sul comando di sintonia e sul nucleo della media frequenza posta sul gruppo (figura 11) fino ad ottenere la migliore immagine possibile.

b) In linea di massima tale regolazione è sufficiente per ottenere buoni risultati però, quando sia possibile, è consigliabile effettuare una messa a punto strumentale mediante l'uso di un generatore e di un oscilloscopio nel modo seguente:

1) Togliere, svitandolo, il cappuccio che copre la valvola PC86 e sulla valvola stessa infilare una fascetta metallica con gancio di ancoraggio, facendo attenzione che tale fascetta non tocchi il supporto filettato del cappuccio-massa.

2) Collegare a detta fascetta il puntale di un generatore sintonizzato su 45 MHz.

3) Collegare l'oscilloscopio al punto di controllo TP del circuito stampato video 4021 premendo il pulsante del secondo programma.

4) Agire con un cacciavite da taratura sul nucleo della media frequenza del gruppo convertitore (figura 11) e contemporaneamente sul nucleo della bobina di adattamento media frequenza 2, sita sul gruppo VHF, fino ad ottenere una curva simile a quella di figura 3.

Terminate le suddette operazioni il televisore, per ottenere il cambio dei programmi, potrà essere usato nel modo normale cioè schiacciando i pulsanti senza ricorrere all'uso del commutatore.

È importantissimo tenere presente che mentre il gruppo convertitore modello 2764-11/B1 (figura 12), consente di coprire in modo continuo la gamma dei canali *A*, *B*, e *C* il gruppo convertitore modello 2764-11/B3 (figura 13), copre, sempre in modo continuo, la gamma relativa ai canali *D*, *E*, *F* e *G*.

10. - ADATTAMENTI GENERALI DI ANTENNA

La figura 14 consente di risolvere con la massima facilità i diversi casi di adattamento dell'antenna al televisore che si possono presentare nella sua installazione.

La posizione dei principali componenti sul telaio è indicata dalla figura 15.

A.

L'autoradio Philips ad onde corte mod. N6X16T

(segue da pag. 546)

il ricevitore funziona su un autoveicolo con la batteria a 12 V, solo i transistor finali vengono commutati da 6 z12 V.

Per questa ragione i collettori dei transistor finali Ts_9 e Ts_{10} vengono connessi alle prese 1 e 5 del trasformatore d'uscita, invece che alle prese 2 e 6; inoltre viene inserita in circuito la resistenza d'emettitore R_{54} e viene eliminato il corto circuito sulla resistenza R_{51}. Il transistor amplificatore di BF e quello pilota vengono ancora alimentati a 6 V perchè viene pure eliminato il corto circuito sulle resistenze R_{49}/R_{50}. I filtri C_{54}/R_{47}, C_{52}/R_{44} e C_{63}/R_{62} vengono inseriti sul conduttore del positivo.

Con il ricevitore funzionante a 6 V, la resistenza R_{54} nel circuito d'emettitore degli OC26 viene cortocircuitata per avere la massima potenza d'uscita. Per ridurre la distorsione alle basse potenze d'uscita i transistor finali vengono polarizzati per mezzo della resistenza R_{52}, per una corrente di polarizzazione di 200 mA per transistor.

Per minimizzare la distorsione alle maggiori potenze viene impiegata della reazione negativa. La tensione di reazione viene prelevata dal primario del trasformatore d'uscita e riportata indietro alla base del transistor pilota attraverso una rete RC.

La caratteristica di frequenza dell'amplificatore di BF può essere variata a mezzo della rete costituita da R_{60}, R_{61}, C_{56}, C_{57}.

I filtri formati da R_{60}/C_{60} e R_{59}/C_{58} servono per sopprimere le interferenze provenienti dal circuito della batteria.

Il trasformatore dell'altoparlante è provvisto di una presa sull'avvolgimento secondario che permette l'inserzione di un altoparlante ausiliario. La commutazione per passare da 6 a 12 V viene effettuata a mezzo di uno spinotto multipolare; un analogo spinotto viene usato per cambiare la polarità della tensione di alimentazione. I due spinotti si trovano nella sezione di bassa frequenza e sono facilmente accessibili dopo aver tolto il coperchio di questa sezione.

A.

Pierre Loyez

Alla ricerca di un'alta fedeltà raggiungibile

Parte seconda

Il condizionamento acustico del locale*

1. - RISPOSTA IN CAMERA ACUSTICA ED IN LOCALE RIVERBERANTE

Ci si potrebbe domandare quale importanza è da darsi alla risposta in camera acustica di un altoparlante, quando esso è sempre impiegato in un locale più o meno riverberante. Non è forse vero, d'altronde, che molti costruttori mostrano un vero disdegno per la prova in camera acustica?
Evidentemente ciò è esagerato; possiamo però dire, a loro discolpa, che l'equipaggiamento di misura necessario è un investimento lordo molto difficile da ammortizzare e che, inoltre, per interpretare senza ambiguità i risultati ottenuti in camera acustica sono necessarie altre misure (distorsione, risposta ai transitori, direttività, rendimento) ancora più delicate. Tuttavia un'analisi in camera acustica ha i suoi bravi meriti: in primo luogo è oggettiva e fedele ed in più permette di comparare diversi prodotti indipendentemente dal tempo e dall'operatore, di poter seguire le varie tappe dello sviluppo di un progetto meglio che basandosi soltanto sull'orecchio, anche se molto esercitato ed infine rivela al tecnico esperto certe sregolazioni del cassone, un cattivo equilibrio tonale o la presenza di risonanze parassite.

Per avvalorare quanto sopra detto, invitiamo il lettore a meditare un po' sulla fig. 1, che mostra la risposta in locale riverberante e quella in camera acustica di un altoparlante di 21 cm montato in un cassone di 50 dm³.
Per una delle posizioni del cassone nella sala d'ascolto (posizione B), la risposta segue abbastanza fedelmente il valore medio del livello riscontrato in camera acustica, ad eccezione delle frequenze

(*) Revue du Son, marzo 1965 n. 143.

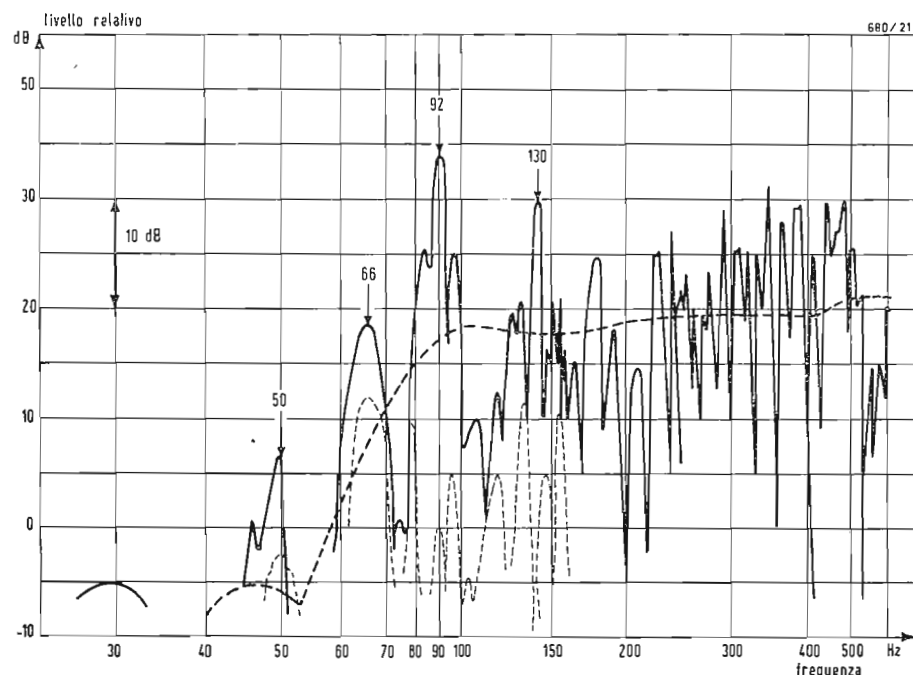



Fig. 1 - Risposta comparata di un altoparlante da 21 cm (in un cassonetto di 50 dm³) in camera acustica e in locale riverberante.

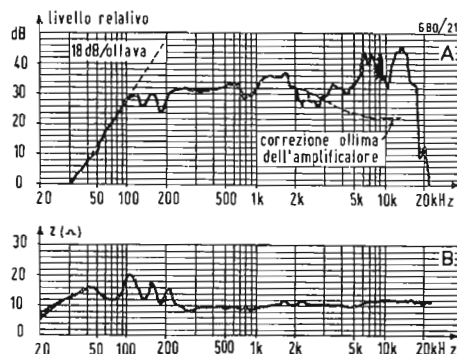



Fig. 2 - Risposte comparate di un altoparlante di 21 cm in un cassonetto Bass-reflex di 27 dm³ in camera acustica e in locale riverberante (Posizione *F*, microfono in II di fig. 5).

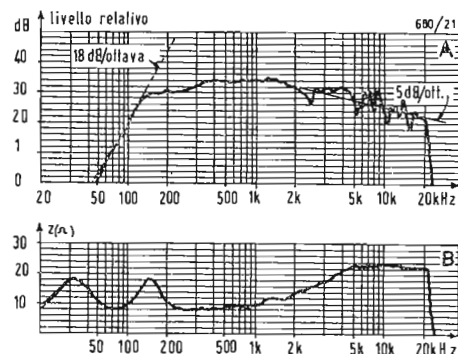



Fig. 3 - Risposte comparate di un complesso a due vie in un cassonetto Bass-reflex di 16 dm³ in camera acustica ed in locale riverberante (posiz. F, microfono in II di fig. 5).

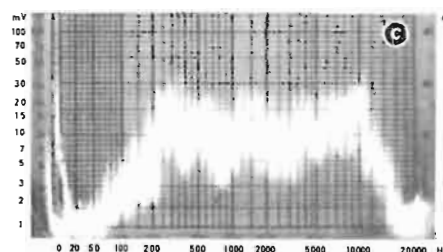



Fig. 2bis - Curva Impedenza - Frequenza dell'altoparlante esaminato in fig. 2.

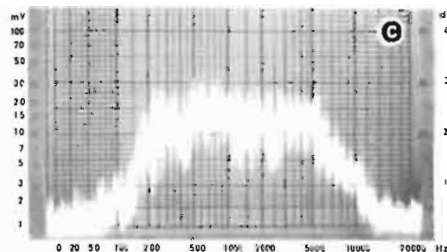



Fig. 3bis - Curva Impedenza - Frequenza del complesso esaminato in fig. 3.

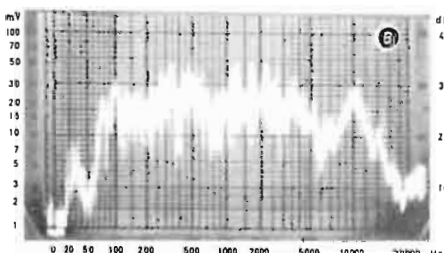
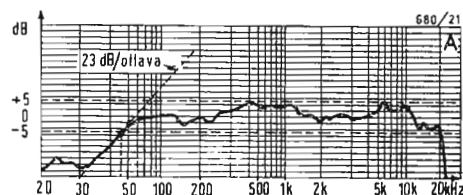



Fig. 4 - Risposte comparate di un complesso a tre vie in un cassonetto chiuso di 50 dm³ in camera acustica e in locale riverberante.

relative a 66, 92 e 130 Hz, che corrispondono alle risonanze proprie del locale. Anche se si è lontani dalla linearità constatata in camera acustica (almeno fra 80 e 500 Hz), si può notare comunque un equilibrio abbastanza buono. Così grazie alla risposta in camera acustica, si ha la garanzia, preziosa, che le colorazioni sono dovute esclusivamente al locale e che si potrebbe avere un miglioramento modificando la posizione d'ascolto (o quella del riproduttore), oppure trattando opportunamente le pareti del locale. La curva tratteggiata (altoparlante in posizione *F*) ci dà subito la conferma della prima possibilità.

Per quanto riguarda l'equilibrio tonale, le fig. 2 e 4 mostrano, come l'analisi in camera acustica rivela perfettamente, che gli squilibri sono difficilmente riducibili a mezzo della regolazione di tono classica. La fig. 2 ci fa vedere un rendimento esagerato, nella gamma dei toni alti, come si ritrova anche nel locale riverberante, se si tiene conto che il microfono campione impiegato per le prove non è più lineare al di sopra dei 7.000 Hz. La risposta accidentata fra 100 e 200 Hz è dovuta alle risonanze delle pareti (verificata con prova pratica) e ad una cattiva regolazione della finestra del cassone (difetti pienamente confermati dalle irregolarità della risposta d'impedenza di fig. 2 bis).

All'opposto di questa soluzione mediocre, sia rispetto alla misura come all'ascolto, facciamo vedere in fig. 3 una soluzione con una regolazione del cassonetto molto soddisfacente (confermata dalla fig. 3 bis), un po' priva, in verità, di toni alti, forse parzialmente voluta dal costruttore per un buon equilibrio bassi-acuti. Comunque in questo caso si potrebbe ricorrere, per migliorare l'ascolto in un locale alquanto « sordo », alla regolazione di tono.

La curva di fig. 4 si riferisce ad una tipica risposta molto equilibrata, se si fa astrazione dalle riflessioni sulle pareti, ricavabile in un locale riverberante.

In questo caso per un livello d'ascolto sufficiente è del tutto inutile una regolazione di tono. D'altra parte è del tutto chiaro che la regolarità della curva non pregiudica affatto l'adattabilità di questo complesso alla fedeltà assoluta, in particolare alla riproduzione corretta dei transitori. Ci fermiamo a questo confronto, che ha soprattutto il vantaggio di fissare qualche ordine di grandezza delle variazioni di pressione sonora (che si può comparare alle risposte elettriche dei nostri moderni amplificatori).

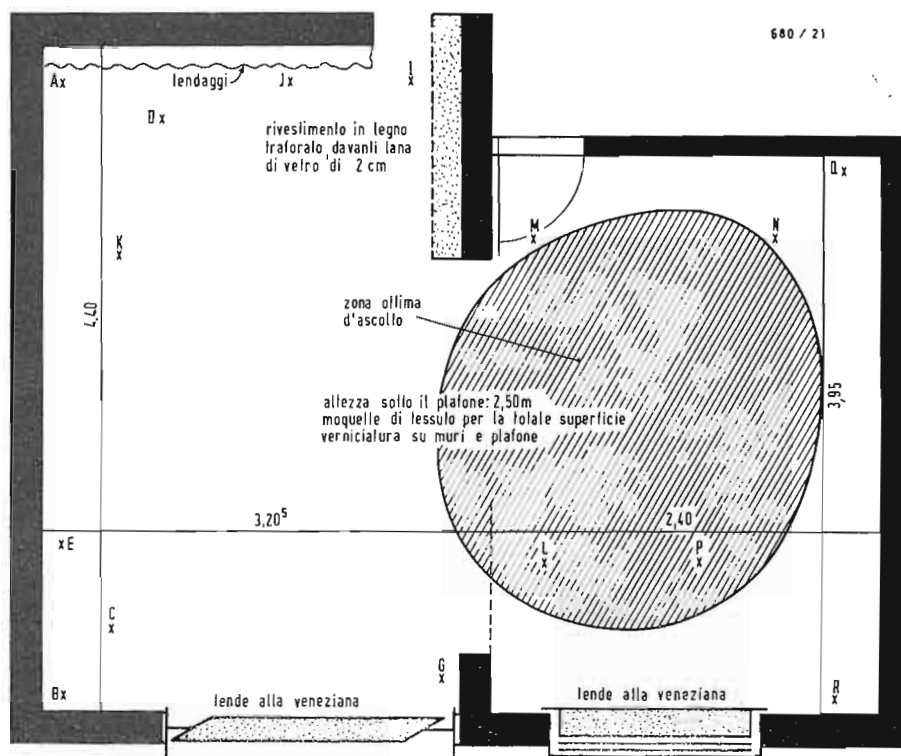



Fig. 5 - Pianta del locale che è servito per la ricerca della posizione ottima degli altoparlanti (le crocette rappresentano le varie posizioni occupate sia dagli altoparlanti, come dal magnetofono o dall'ascoltatore durante le prove soggettive).
Per migliori posizioni degli altoparlanti per stereofonia con assi degli AP paralleli.
(Il punto *F*, omesso nel disegno, è simmetrico ad *E* rispetto alla mediana di *AB*).

2. - INFLUENZA DELLA POSIZIONE DEGLI ALTOPARLANTI E LA ZONA OTTIMA D'ASCOLTO

Si sarà senz'altro notato, malgrado la mediocrità dei clichés fotografici, che il tempo non ci ha permesso di rifare, la risposta in locale riverberante presenta, per qualsiasi tipo di riproduttore provato, molte irregolarità, dovute alle riflessioni sulle pareti. Inoltre un riproduttore con una risposta estesa alle frequenze molto basse è suscettibile di eccitare più particolarmente le risonanze proprie della sala d'ascolto, cosa che comporta una certa colorazione di una determinata parte dello spettro acustico a scapito della fedeltà intrinseca del riproduttore munito del suo carico acustico (della quale può essere testimone solo la risposta in camera acustica od in campo libero).

Ci sembra molto utile riportare in dettaglio i risultati delle nostre esperienze relative all'influenza della posizione del riproduttore ed implicitamente quella del microfono, perchè essi potrebbero servire di base per altre configurazioni di locali d'ascolto. Alcune prove, inoltre, confermano i vantaggi di una pseudostereofonia e sottolineano la difficoltà della messa in fase degli altoparlanti in stereofonia.

La fig. 5 riproduce la forma e la natura delle pareti del locale, che è servito alle nostre prove. È stato riportato anche il trattamento acustico eseguito non tanto per considerarlo come esempio assoluto di correzione ideale, ma per specificare le condizioni esatte di prova.

Desideriamo precisare inoltre che, per nostro gusto personale, il trattamento assorbente fatto sulle pareti corrispondeva al minimo indispensabile (circa la metà dell'intera superficie con trattamento totale del pavimento) per una buona percezione dell'effetto stereofonico, nonchè per una buona intelligibilità dell'ascolto monofonico.

Nella tabella I sono raccolti i risultati delle prove, effettuate sempre con due cassoni da 50 dm³ (vedi fig. 1). Si può osservare come in una stanza minore di 60 m³, si hanno pochissime posizioni, che permettano di evitare le risonanze fondamentali. Risonanze, che qui formano una sequenza di frequenze di 66, 78, 92, 130, 240, 370 e 460 Hz, delle quali hanno maggior peso quelle di 78, 92 e 130 Hz. Si fa notare che si ha una buona corrispondenza alla legge empirica.

$$f = 170 \sqrt{\frac{a^2}{L^2} + \frac{b^2}{l^2} + \frac{c^2}{h^2}}$$

dove:

f è in Hz

L = lunghezza della stanza d'ascolto (in metri);

l = larghezza della stanza d'ascolto (in metri);

h = altezza della stanza d'ascolto (in metri).

$a, b, c = 1, 2, 3$ ecc.

La frequenza di 78 Hz corrisponde alla risonanza del primo volume (lunghezza 4,40 m); quella di 92 Hz è la risonanza propria del secondo volume (questi valori si ottengono effettivamente fissando nella formula sopra riportata $a = b = c = 1$).

Si possono fare inoltre le seguenti constatazioni:

a) La maggior parte di queste risonanze compaiono con una sovratensione elevata (in generale, superiore a 30), cosa che toglie la possibilità di correzione con mezzi elettronici semplici.

b) Le risonanze, particolarmente quella a 92 Mz, sono in special modo sensibili, quando si dispone il riproduttore in un angolo; l'effetto è ancora più sensibile se si pone anche il microfono in un altro angolo. L'ascolto soggettivo rivela

TABELLA I Studio delle risonanze del locale di fig. 5 in funzione della posizione dell'altoparlante e della zona d'ascolto (Microfono lineare da 20 a 72.000 Hz, 1 m dal pavimento. Coefficiente di smorzamento elettrico dell'altoparlante superiore a 30).

Posizione dell'AP	Posizione del microfono	Risonanze principali	Osservazioni
B	N	50, 92, 130, 240, 260, 300, 350, 470	
B	O	66, 90, 105, 130, 225, 240, 335, 370, 390, 450, 510	
B	R	50, 66, 76, 86, 95, 103, 132, 230, 242, 310	
B	Q	50, 65, 76, 82, 92, 104, 124, 130, 230, 450, 490	
B	P	50, 90, 125, 225, 240, 320, 330, 440, 450, 465, 515	Stessa ripartizione di frequenza di quella in *N* (legge di simmetria)
B	M	66, 78, 81, 93, 152, 220, 238, 260, 290, 365, 400	
B	H	66, 92, 96, 130, 220, 240, 355, 400, 450, 500 (debole)	Stessa ripartizione di quella in *O* (vedi fig. 1)
B	L	66, 82, 92, 95, 130, 228, 240, 255, 450, 500	Stessa ripartizione di quella in *H*
B	A	50, 66, 76, 82, 92, 125, 235, 300, 470, 505	
B	I	66, 74, 80, 92, 103, 132, 155, 208, 220, 500	
E	O	50, 66, 92, 155, 290, 320, 370, 390, 410, 430	Grande numero di riflessioni tra 400 e 500
C	O	50, 90, 130, 225, 320, 335, 340, 390, 500	Grande numero di riflessioni tra 300 e 500
F	O	50, 66, 78, 135, 165, 220, 270, 335, 390, 460	Da confrontare con i risultati di fig. 1
A	O	50 (debole), 66, 78, 92, 105, 135, 235, 290, 310, 490	
D	O	50, 66, 78, 130, 190, 660	
D + C	O	66, 78, 125, 135, 150, 225, 240, 270, 490, 660	Risposta abbastanza uniforme (legge dell'addizione)
G + B	J	Forte gobba a 78 Hz senza grossi difetti altrove	
G + B	I	Gobba a 78 Hz poco accentuata; migliore regolarità che dappertutto altrove, ma la zona d'ascolto graduale è molto cattiva	a metà di *i j* gobba a 66 e a 150 Hz
Q	K	Forti gobbe a 100 e 225 Hz	Posizione molto cattiva
Q	C	Buco molto grande intorno ai 200 Hz, buona risposta fra 50 e 150 Hz	Ababstanza buono ma equilibrio falsato
R	C	Risposta come qui sopra	Come qui sopra
R	K	Gobbe a 100 e 225 Hz con un buco fra le due come *C* e *K*	Molto cattiva
R	K	Sensibile gobba intorno ai 100 Hz e cresta a 180 Hz; al disopra buona regolarità	Microfono a 0,5 m dal pavimento - Risposta accettabile
B + F	O	Curva piatta con poche accentuazioni (± 5 dB circa); buona risposta a partire dai 60 Hz 50 (debole), 66, 78, 90, 96, 130, 180, 210 (Molto debole tra 210 e 260), 270, 310, 335, 350, 365, 470, 660	Stereofonia del tutto accettabile con i toni bassi al max. 90 è dovuto a B 470 è dovuto a F 660 è dovuto a F
F	O	78, 470, 660	
B	O	66, 90, 105, 130, 180, 240, 335	

Nota: Le ampiezze relative delle risonanze più significative sono state controllate come segue:

f livello $\geq$ 10 dB
f livello $\geq$ 15 dB } rispetto al livello medio
f livello $\geq$ 20 dB

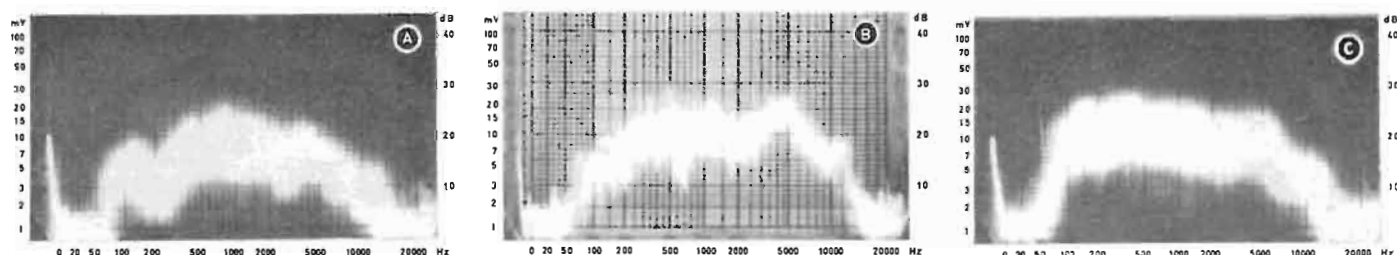



Fig. 6 - *a*) Altoparlanti in B (micro in H). *b*) Altoparlanti in B (micro in H). *c*) Migliore risposta ottenuta in pseudo-stereofonia (riproduttori in *B* e *F*, micro in *H* ad 1 m. dal pavimento). Comesiomi sull'amplificatore. + 10 dB a 50 Hz + 10 dB a 10.000 Hz in *a*) e *b*) risposte separate dagli stessi altoparlanti con amplificatore lineare.

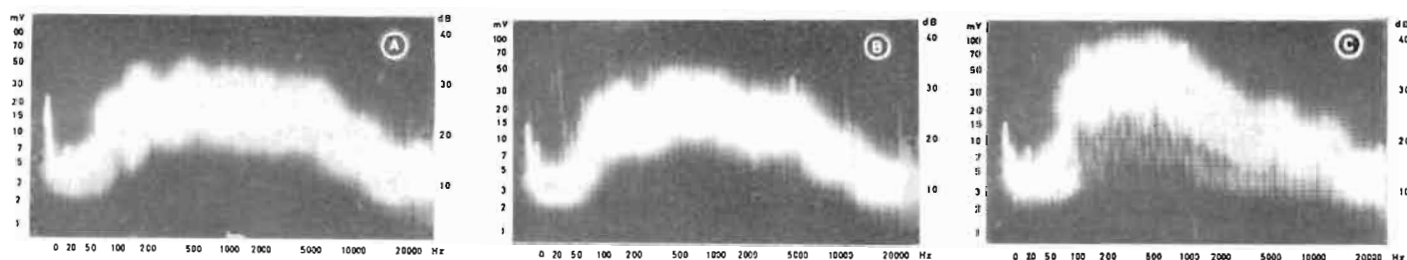



Fig. 7 - *a*) a m. 1,70 dal pavimento. *b*) a m. 1,00 dal pavimento. *c*) a filo del pavimento.
Influenza dell'altezza d'ascolto (assorbimento da parte della moquette al di sotto dei 100 Hz). Altoparlanti in *B* e *F*, microfono in *H*).

allora una specie di « sottosoglia unica », da far sembrare che la sua frequenza nello spettro musicale sia più alta.

Da questo punto di vista, le posizioni *Q* e *R* sono disastrose, tanto da sembrare che i riproduttori qualche volta scendano molto più in basso.

c) L'utilizzazione di due cassonetti è benefica in quanto le risonanze dovute a ciascuno degli altoparlanti vengono in un certo modo a sommarsi (legge d'addizione segnalata nelle posizioni *D* e *C*, poi *D* + *C*; *B* e *F* poi *B* + *F* con microfono sempre in *O*), dando così l'impressione di una migliore regolarità della risposta. Questa impressione soggettiva è d'altra parte confermata dalle fotografie di fig. 6, che fanno vedere come la risposta in pseudostereofonia con riproduttori in *B* e *F* (ascolto in *H*) è migliore di quella di un solo altoparlante, anche se ben disposto.

Questa disposizione (con assi di radiazione degli altoparlanti paralleli) è la migliore per impianti stereo in quanto assicura una zona di ascolto gradevole relativamente più grande (vedi fig. 5), mentre la disposizione *B* + *G* dà dei buoni risultati soltanto in un punto.

d) L'altezza d'ascolto influenza l'equilibrio tonale, come testimonia la fig. 7, che mostra l'assorbimento delle alte frequenze da parte del pavimento.

e) Gli effetti della convergenza più o meno accentuata degli assi di radiazione degli altoparlanti in pseudostereofonia sono difficili da giudicare. Abbiamo notato tuttavia, nel caso di assi convergenti, delle interferenze alle alte frequenze. Con gli altoparlanti, impiegati per le prove, si è ottenuta la migliore riproduzione con assi paralleli, con il vantaggio di una minore aggressività nella gamma dei medi-acuti ed un'immagine stereofonica più estesa. In stereo la convergenza degli altoparlanti riduce quindi sensibilmente la larghezza della zona d'ascolto gradevole.

f) Alla stessa maniera dell'altezza di ascolto, l'allontanamento comporta una perdita dei toni acuti, per cui si può giustificare il ricorso alla regolazione dei toni, come fa vedere la fig. 8. Aggiungeremo che la risposta ad un metro è molto vicina a quella trovata in camera acustica.

g) Ad una regolazione del cassonetto per una risposta ai transitori minima, non corrisponde sempre una risposta in frequenza « orizzontale ». Quando le pendenze sono sensibilmente costanti, si può ottenere una risposta all'incirca piatta (come fa vedere la fig. 9) con una regolazione dei toni classica. Si

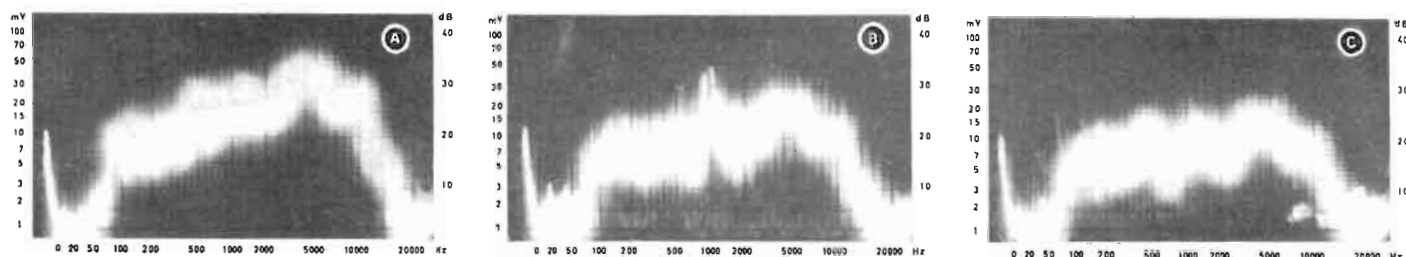



Fig. 8 - Effetti dell'allontamento tra *AP* e microfono (questo ultimo sempre sull'asse). Un solo *AP* in *F*.

noterà che la caduta della risposta al di sotto dei 300 Hz si potrebbe evitare, accoppiando meglio il cassone nell'angolo (per esempio, posizione *A*), ma, così facendo, si ecciterebbe fortemente la risonanza della stanza a 92 Hz (vedi tabella I). Quando la pendenza d'attenuazione non oltrepassa i 5-6 dB/ottava, i migliori risultati d'ascolto si ottengono nella posizione F, con regolazione dei « Bassi » a + 10 dB.

h) Si sa che in stereofonia la « giusta fase » in un locale riverberante non è sempre evidente a causa delle onde stazionarie. Certi metodi, che suggeriscono di utilizzare un segnale puro a bassa frequenza, possono essere messi anche in scacco, come fanno vedere le fotografie della fig. 10. Si può notare infatti come, con un solo segnale a 100 Hz e tenuto conto delle risonanze del locale, sia impossibile distinguere il massimo di volume sonoro a 100 Hz in corrispondenza ad una corretta messa in fase. In questo caso può togliere dall'ambiguità soltanto uno spettro complesso comprendente le frequenze da 50 a 300 Hz.

Queste conclusioni, ricavate sperimentalmente con mezzi oggettivi, poi interpretate sul piano soggettivo, non vogliono costituire dei criteri assoluti di fedeltà; esse vogliono avere sopratutto il merito di far vedere ciò che si può pretendere da cassonetti anche modesti e dimostrare che la ricerca di una buona disposizione è cosa di primaria importanza e poco onerosa, a patto, però, di lasciare da parte qualche pregiudizio.

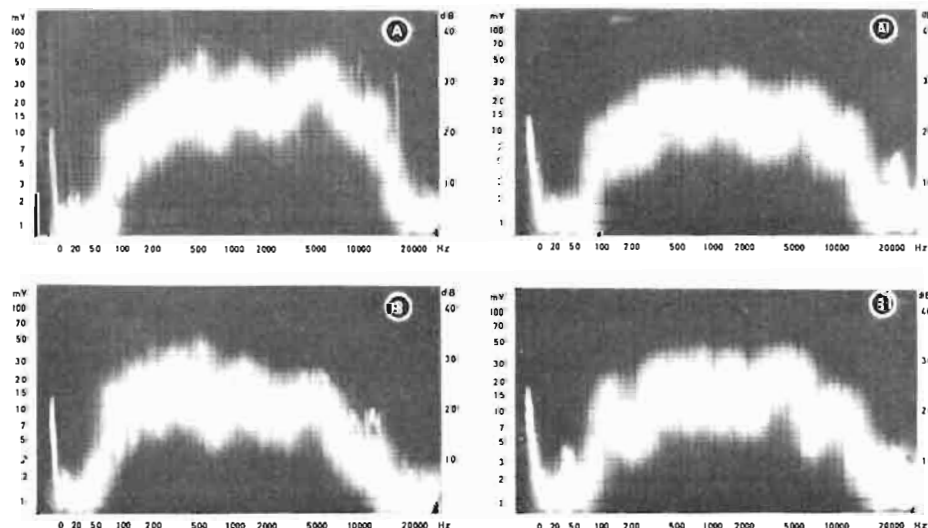



Fig. 9 *a*) correzioni lineari.
b) correzione dei bassi: + 10 dB a 50 Hz; degli acuti: — 10 dB a 10 kHz.
Effetti della regolazione di tono *AP* in *F* (micro in *H*).

Fig. 10 - *a*) fase giusta.
b) fase invertita.
Effetti dell'inversione di fase degli altoparlanti in pseudo-stereofonia. Altoparlanti in *B* e *F*. Microfono in *H*.

0771 – Sig. Bregato A. – Vigonovo (Venezia).

D. Desidererei ricevere una vostra pubblicazione, o titolo di essa reperibile, in cui venga trattato il sistema di trasmissione e ricezione dei nuovi programmi stereofonici. Inoltre una pubblicazione in cui venga trattato il funzionamento e riparazione del registratore in generale.

R. 1) La radio trasmissione stereofonica è trattata nel cap. 6 del volumetto « The Story of Stereo: 1881 » di John Sunier. Ed. Gernsback Library Inc. n. 98.
Nella Rivista *Alta Fedeltà* era riportato (Novembre 1961, n. 11, a pag. 321) un breve, ma sufficiente, articolo trattante la radiodiffusione a MF adottata dalla FCC e divenuta standard in tutto il mondo. Le inviamo a parte una copia di detta rivista. Infine ricordiamo che una semplice nota a carattere puramente informativo è riportata nel n. 38 13-19 settembre 1964 del Radiocorriere.
2) I nostri Schemari dei Registratori magnetici riportano spesso notizie relative alla taratura e messa a punto dei registratori, dei quali, oltre allo schema, vengono date le caratteristiche tecniche.
Un volumetto che tratta l'argomento magnetofoni in modo assai completo è « Elements of Tape Recorder Circuits » di M. Burstein e H. C. Pollok; Ed. Gernsback Library Inc. n. 67 *(a. f.)*

0772 – Sig. Ferro Valerio – San Donà di Piave (Venezia).

D. Chiedo uno schema con i relativi dati di costruzione di un alimentatore stabilizzato delle seguenti caratteristiche:
Tensione c.c. di uscita 500 V variabile con continuità da 0 a 500 V sotto un carico di 300 mA; la regolazione della tensione di uscita che sia effettuata con due comandi: grossa e fine: la grossa da: 0-100; 100-200; 200-300; 300-400; 400-500; la fine che copra con continuità i suddetti campi; stabilità con una variazione di rete del ± 10 ÷ 20% e da 0 a pieno carico la tensione di uscita sia stabile entro ± 50 ÷ 100 mV.
Desidererei inoltre avere anche i dati di costruzione del trasformatore di alimentazione, che oltre ad avere al secondario la presa dell'alta tensione e quella relativa per l'accensione delle valvole, una presa per 6,3 V 5 A.
Vi sarei grato se vorrete inviarmi l'indirizzo di una Ditta che possa fornirmi il tipo di trasformatore che potrà essere impiegato per tale impianto.

R. Le alleghiamo lo schema elettrico dell'alimentatore da Lei richiesto. La tensione rimane costante da pochi mA fino oltre 400 mA.
Per la regolazione fine, sono stati disposti in serie col cursore del commutatore della tensione alternata, un reostato 500 Ω 10 W e due resistenze (500 Ω e 1 kΩ; 10 W) da cortocircuitare per forti valori di corrente, e da inserire quando la corrente è piccola. È però possibile ottenere una regolazione fine anche agendo sul potenziometro 1 kΩ del partitore stabilizzatore di tensione. Per la costruzione occorre prima procurarsi tutti i componenti e dal loro ingombro disegnare il telaio. I trasformatori e la impedenze sono gli elementi più ingombranti e dipendono dal fornitore dei medesimi.
Le diamo i seguenti nominativi di fabbricanti di trasformatori:
Ing. Enrico Bezzi, Milano, Via Ventura 4 - tel. 296041;
Ing. G. Fioravanti, Milano, Via Soffredini 43 - tel. 2572231;
Rubes W., Milano, Via Soderini 7 - tel. 471468.
Ci permettiamo di consigliarle l'acquisto di un alimentatore stabilizzato già costruito. *(a.f.)*

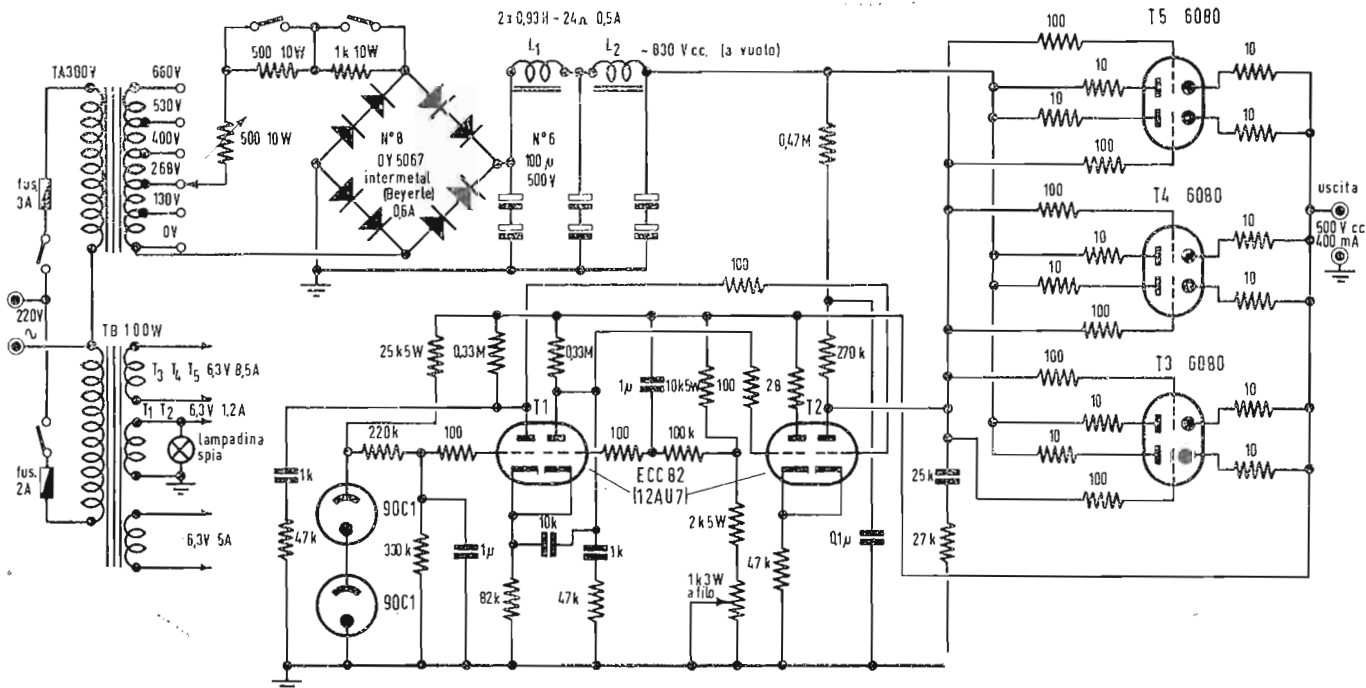
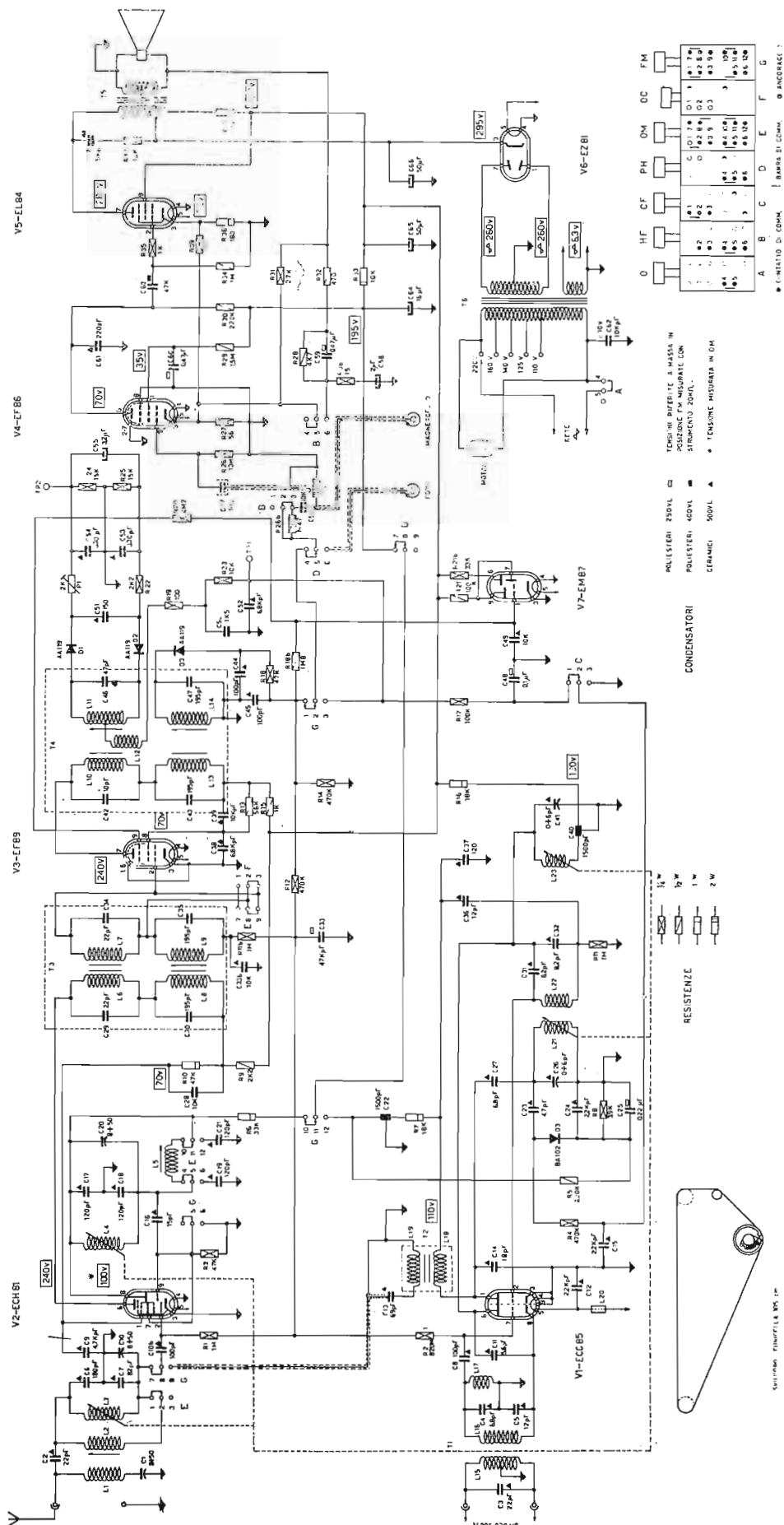



Fig. 1/0772

Schema elettrico del radioricevitore ULTRAVOX Mod. Explorer

l'antenna TV Indice della XXXVII annata

A. Banfi **1** Televisione e congiuntura
A. Banfi **49** Prestigio e anzianità della nostra Rivista
A. Banfi **97** La battaglia del colore
A. Banfi **145** Evoluzione dello stato solido
A. Banfi **193** La radio ha 70 anni
A. Banfi **241** La saga del colore
A. Banfi **289** Il richiamo irresistibile della TV
A. Banfi **329** I programmi della TV
A. Banfi **369** All'insegna della speranza
A. Banfi **417** Evoluzione del colore
A. Banfi **465** Sintomi di ripresa
A. Banfi **513** Evoluzione dei gusti del radioascoltatore

a colloquio coi lettori

44, 90, 138, 187, 232, 284, 324, 366, 411, 459, 506, 559.

alta fedeltà

A. Longhi **30** Generatore di « vibrato » per amplificatore di chitarra
A. C. **31** Sistema di libri parlanti a nastro per ciechi
A. Turrini **34** Tracciamento delle curve di risposta col metodo dei diagrammi assintotici
A. Albertini **39** Le nuove cartucce fonorivelatrici Shure
P. Rosti **79** Controllo automatico di sistemi di rinforzo sonoro
L. Cesone **82** Una recente soluzione: la puntina ellittica
P. Rosti **88** Adattatore per FM completamente transistorizzato
A. P. **128** Generatore d'eco e di riverberazione ad anello magnetico
A. L. **131** Su di un amplificatore stereofonico ibrido
A. L. **133** Come ricevere le radiodiffusioni stereofoniche
A. C. **136** Generatore di riverberazione per amatore
A Contoni **169** L'amplificatore stereo transistorizzato France 88 - 2 x 8 W
J. Tacussel **175** Studio di un amplificatore di frequenza a transistori
C. Pascaud **181** Amplificatori di potenza e di qualità transistorizzati
A. Nicolich **224** Amplificatore stereofonico 2 x 15 W
J. Tacussel **228** Studio di un amplificatore di frequenza a transistori
C. Dartevelle **268** Una catena di amplificazione stereofonica compatta
A. Albertini **273** Indicatore di livello sonoro integrato
A. Longhi **276** L'alimentazione degli amplificatori a tubi elettronici e a transistori
C. Oliveres **283** Novità nella costruzione dei dischi
H. F. Olson **312** Il sistema RCA Victor Dynagroove (Parte prima)
A. Piazza **318** Considerazioni sul progetto di un organo elettronico (Parte prima)
H. F. Olson **356** Il sistema RCA Victor Dynagroove (Parte seconda)
A. Calegari **360** Amplificatore di registrazione per proiettore cinesonoro Eumig
A. Rovelli **363** Messa a punto dei sintonizzatori FM stereo multiplex
A. Piazza **400** Considerazioni sul progetto di un organo elettronico (Parte seconda)
A.Turrini **404** Amplificatore stereofonico 2 x 4 W con asservimento della bobina mobile
A. Calegari **408** Note su un fonorivelatore a braccio tangenziale
L. Graner **446** Smorzamento di altoparlanti con resistenze acustiche
A. Turrini **452** Sintonizzatore FM - stereo Mc Intosh - mod. MR 67
I. de Robien **454** Pratica della ricezione in stereofonia: i decodificatori
P. Loyez **496** Alla ricerca di un'alta fedeltà raggiungibile. Altoparlanti e cassoni acustici
I. de Givry **501** Realizzazione di una catena completa Hi-Fi a transistori
P. Loyez **553** Alla ricerca di un'alta fedeltà raggiungibile. Il condizionamento acustico del locale

archivio schemi

Irradio **48** Radioricevitore Mod. Nanette KN 36
Fimi-Fonola Televisore mod. 1932 - 2332 - 233
Fimi-Fonola **96** Televisore mod. 1943 - 2343
Watt-Radio **144** Radioricevitore mod. Modulette
Voxson Televisore mod. T 318
Minerva Radio **192** Radioricevitore mod. 627/1 « Trieste »
Autovox Televisore mod. 883

archivio schemi

Mabolux MA MF 240 Radioricevitore mod. RMB 1531 - RMB 153
Allocchio Bacchini Televisore mod. 19 M 66 23 M 99 - 23 M 106
Voxson 288 Radioricevitore mod. 754 Simphony FM
Irradio Televisore mod. 23 AL 36 - 19 AC 35
Recofix 328 Radioricevitore mod. 616/2 Berna - mod. 616/2 F Zurigo
Rex Televisore mod. MN 19 - MN 23 - MR 19 - MR 23
Nova 368 Radioricevitore mod. NV 9122
G.B.C. Televisore mod. UT/123 B
SABA 416 Radioricevitore mod. Villingen 2
Fimi-Phonola Televisore mod. 2345
Wundercart 464 Radioricevitore mod. Consolle
Voxson Televisore mod. T 329
Vega 512 Radioricevitore mod. TRS 201
Televisore Voxson T 410
Ultravox 560 Radioricevitore mod. Explorer
Condor Televisore mod. P 11

notiziario industriale

L. C. 14 Piccola antenna in ferroxcube per ricezione in VHF
17 La SGS annuncia nuovi sviluppi nella tecnologia dei semiconduttori
R. Caliri 18 Panorama e prospettive dei circuiti integrati
25 Esperimenti di bombardamento con radiazioni della memoria di un elaboratore elettronico
25 L'impiego degli elaboratori elettronici per la motorizzazione e la ricerca delle informazioni
60 La Hewlett-Packard introduce una nuova linea di prodotti nucleari
60 Un nuovo complesso di misura con rumore bianco
61 Rapporto sull'affidamento dei micrologi: 50 milioni di ore, nessun cedimento
61 Nuovi contributi allo studio dei venti solari esposti al Congresso tedesco di fisica a Düsseldorf
N. Stucchi 101 Misuratore di deviazione di frequenza TF 791 Marconi
M. Spinoni 106 Lo spettrometro è uno strumento poco conosciuto
A. Turrini 110 Telecomando d'amatore a 10 canali Metz - Mecatron 195
156 Microelettronica, telecomunicazioni, controlli automatici e laser nelle loro applicazioni d'avanguardia saranno i temi esaminati a Roma dal XII Congresso Internazionale per l'elettronica.
211 Il salone internazionale dei componenti elettronici a Parigi
212 La TV a colori in Italia
298 La Società Generale Semiconduttori lancia il « Total Planar »
299 Licenza per la costruzione e la vendita di pannelli direttivi UHF in Gran Bretagna
299 Primo impianto per satelliti meteorologici in servizio pubblico nella Repubblica Federale Tedesca
300 Nuovo stabilimento della Società Generale Semiconduttori in Francia
301 Catena radar per il traffico fluviale sull'Ems
301 Ricerca sugli effetti delle radiazioni dello spazio sui microcircuiti a semiconduttori
301 Ventimila messaggi orali smistati da un centro elettronico fornito di due elaboratori
302 All'aeroporto di Francoforte, il Radar-Terra-ASDE-2 rende scorrevole il traffico terreste e ne accresce la sicurezza
303 La televisione a circuito chiuso applicata agli elicotteri
303 Novità della Rohde & Schwarz
335 Telecontrolli TV per la raffineria Esso di Trecate
335 Giunto al II anno di vita il corso di otoacustici
336 Programmi scolastici televisivi trasmessi da un aereoplano in volo
336 Questo è il Satco
337 TV a circuito chiuso per la scuola allievi della Fiat
337 Apparecchiature di controllo per processi industriali
338 Programmi del nuovo centro della Robert Bosch GmbH per la ricerca scientifica
338 Trasmissione dei dati a distanza tra due calcolatori elettronici
349 Il Videocorder Sony presentato a Roma alla conferenza mondiale per la città scientifica internazionale
362 Una nuova generazione di apparecchi trasmittenti di sintonia automatica
378 Amplificatore parametrico per la stazione del Fucino
378 Nuovi accessori per i contatori
379 Trasmissione bidirezionale di segnali di telecomando. telecontrollo e telemisura
379 La SGS presenta una nuova pubblicazione sui micrologici
385 Da Cape Kennedy, il primo satellite commerciale per telecomunicazioni
385 Sviluppo delle tecniche della banda laterale singola in alta frequenza
386 Diamanti industriali nelle applicazioni non da taglio
386 Collaborazione tra Giappone e Stati Uniti, nel campo della sincronizzazione delle ore nazionali
386 Un nuovo sistema elettronico di trasmissione e di ricezione di messaggi scritti
387 Una memoria miniaturizzata installata sul veicolo spaziale « Mariner IV »
387 La Società Generale Semiconduttori presenta un contatore decimale integrato

notiziario industriale

387 Un demodulatore di frequenza ad aggancio di fase
395 Una nuova famiglia di micrologici epitassiali per l'elettronica professionale
395 Una nuova famiglia di micrologici a transistori complementari (CT uL)
F. Simonini 418 La tecnica dell'asse dei tempi con sgancio a sincronismo in un moderno oscilloscopio
433 Un nuovo complesso a microonde in funzione al Fucino
474 Il nastro magnetico Scotch ha trasmesso le fotografie di Marte
475 Attività spaziale della Cutler-Hanner Inc.
475 Attività spaziale della Cutler-Hammer Inc.
477 La SGS aumenterà le proprie vendite in Europa
478 La IBM riconosce i brevetti Fairchild sul processo planare
478 Compensatore potenziometrico elettronico a portate multiple con registrazione grafica
A. Nicolich 482 Alimentatori Solartron per laboratori serie AS 1410
G. Bertinato 488 Processo di saldatura mediante campi ultrasonori
491 Fondata in Svizzera una nuova istituzione per la ricerca spaziale
491 Radar meteorologici commissionati dall'India in Italia
491 La SGS presenta un comparatore differenziale integrato ad alta fedeltà
500 Raddrizzatori autoprotetti per l'EAT
517 Nuovo supermagnete per ricerche sulla fusione termonucleare controllata
523 Costituita in Francia una società autonoma per le ricerche a contatto
524 Regolazione del traffico via radio: aumento della sicurezza
543 La Società Generale Semiconduttori costituirà un proprio laboratorio di ricerche e sviluppo in Europa

nel mondo della TV

A. Banfi 98 Rassegna delle più recenti evoluzioni tecniche dei tre sistemi di TV a colori
A. Banfi 120 La situazione presente della TV a colori europea
G. Bertinato 159 I sistemi di televisione a colori a confronto
a. b. 248 Sulla fisiologia del colore in TV
A. Banfi 249 I protagonisti della TV a colori
A. Banfi 350 I protagonisti della TV a colori
A. Contoni 388 Selettori di canali VHF e UHF con cinque transistori e variabile a quattro sezioni
A. Banfi 476 Progressi nella tecnica della televisione a colori
A. R. 518 Il nuovo sistema di televisione a colori Secam 3 a

radio servizio

244 L'autoradio Philips ad onde corte mod. N6 X 16 T

rassegna della stampa

A. Turrini 26 Osservazioni sui tubi stabilizzatori di precisione
A. Banfi 59 Il sistema di televisione a colori Telefunken PAL presentato alla stampa tecnica internazionale
W. Gareis 71 Misura automatica del fattore di rumore
L. Cesone 114 Panorama dei laser a gas: principi e applicazioni
G. C. Baroni 218 Rettificazione a valore medio mediante circuiti a transistori con alimentazione a batteria
P. Rosti 221 Radiatore acustico di caratteristiche brillanti
L. Karan 260 Il diodo Zener come stabilizzatore delle tensioni di accensione
H. Lucius 344 Impianto monitor a grande schermo video per oscilloscopia
F. Bargiacchi 435 Circuiti di stabilizzazione in ricevitori a transistori

servizio TV

P. Soati 74 Note di servizio dei ricevitori di TV Fimi-Phonola mod. 1954 e 2343
P. Soati 122 Note di servizio del ricevitore di TV Voxson 318 Polaris
P. Soati 223 Note di servizio dei ricevitori di TV Radio Allocchio Bacchini modelli 19 M 66 - 23 M 99 - 23 M 106
P. Soati 264 Note di servizio dei ricevitori di TV Irradio mod. 23 AL 36 e 19 AC 35
P. Soati 353 Note di servizio del ricevitore di TV GBC mod. UT/123-B
P. Soati 396 Note di servizio del ricevitore di TV Phonola modello 2345
P. Soati 442 Note di servizio dei ricevitori di TV Voxson Photomatic 329-330
P. Soati 492 Note di servizio dei comandi a distanza Voxson SC 85 e SC 89
P. Soati 548 Note di servizio dei ricevitori di TV Condor P 11

segnalazioni brevetti

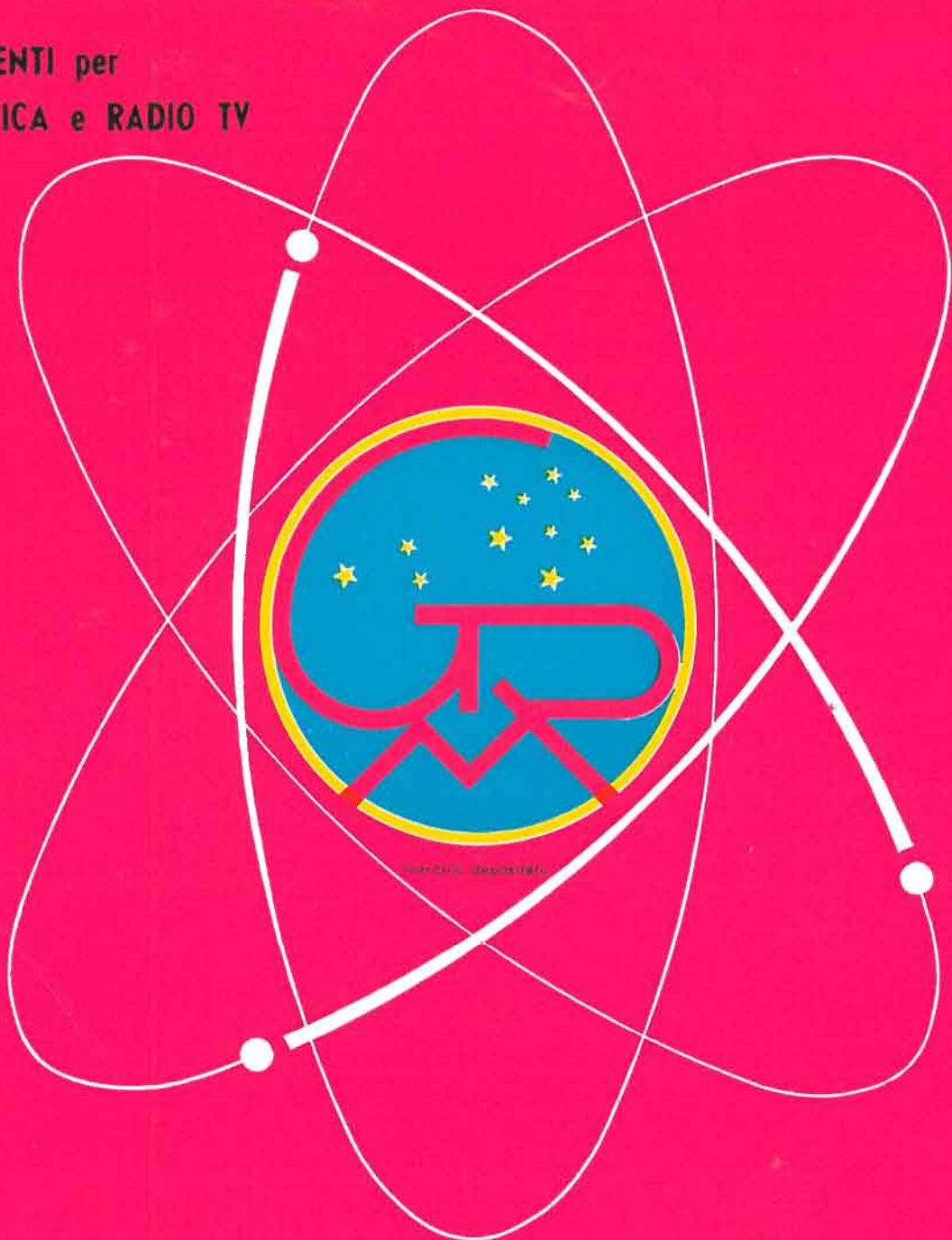
43 - 70 - 263 - 343 - 445

tecnica e circuiti

G. Rosso	**2**	Convertitori statici transistorizzati per c.c. - c.a. e c.c. - c c.
G. F. Sabbadini	**50**	Sui trasformatori con impedenze scomposte in reti a To II
P. Quercia	**52**	I moltiplicatori di frequenza a diodi varactor
L. Cesone	**68**	La compensazione di temperatura nei transistori al silicio
P. Quercia	**146**	Panorama sui tubi ad onda viaggiante
F. W. Horn	**164**	Una mano artificiale a controllo mioelettrico
A. Longhi	**213**	Ricevitori di TV VHF a doppia conversione
F. de Jager	**242**	La modulazione: ieri, oggi e domani
G. Rosso	**252**	Riduzione dei tempi di commutazione dei transistori funzionanti a impulsi
G. Klein e J. J. Zaalberg Van Zelst	**290**	Oscillatori di bassa frequenza a piccola distorsione di fase
A. Albertini	**304**	Preamplificatore d'antenna per TV a larga banda
G. C. Baroni	**330**	Amplificatore d'antenna monostadio per UHF
G. Bertinato	**339**	Circuiti controfase con uscita singola con compensazione termica
L. Cesone	**370**	L'amplificazione video a transistori nei ricevitori per TV
H. Schreiber	**391**	Alcuni circuiti di comando a fotoelementi
G. C. Baroni	**424**	Il Mariner IV ha fotografato Marte
P. Quercia	**429**	Connettori automatici per altoparlanti
F. Ghersel	**479**	La microelettronica e transistori ad effetto di campo - Parte prima: Classificazione dei transistori
A. Evangelisti	**514**	Apparecchio acustico impiegante quattro transistori
F. Ghersel	**539**	La microelettronica e i transistori ad effetto di campo - Parte seconda: la microelettronica

tubi e transistori

P. J. Y. Jockems	**62**	La tecnica di lega per diffusione nella fabbricazione di transistori per RF
	67	Nuovi diodi raddrizzatori di media potenza
	67	La SGS presenta un amplificatore operazionale a larga banda completamente integrato
G. Rosso	**194**	Caratteristiche e circuiti d'impiego dei transitori a valanga
G.C.B.	**306**	Cinescopio per ricevitore di TV a colori di nuova concezione
G. C. Baroni	**309**	Un triodo - pentodo per la regolazione automatica di guadagno e amplificatore video
A. Turrini	**380**	Teoria e proprietà del transistore a effetto di campo
H. Schreiber	**526**	Il transistore ad effetto di campo 95 BFY
G. Baldan	**532**	EC LL 800, doppio pendodo con triodo invertitore di fase per stadio finale audio

COMPONENTI per
ELETTRONICA e RADIO TV
RICAMBI

Supertester 680 C

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

La **I.C.E.** sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore! Ogni strumento I.C.E. è garantito.

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.
IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO! Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare **sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.: **7 portate:** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.: **6 portate:** con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.: **6 portate:** **50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.: **1 portata:** 200 μA. C.A.
OHMS: **6 portate:** 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts
1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA: **1 portata:** da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA': **4 portate:** (2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA: **3 portate:** 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA: **6 portate:** 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS: **5 portate:** da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. oppure con l'ausilio della Pinza Amperometrica AMPERCLAMP (qui a parte descritta) senza dover aprire od interrompere i circuiti da esaminare.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometro a tenaglia *Amperclamp*

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 C** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 μA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1 000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 C, di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 C può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: **Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

A dotazione dell'apparecchio viene dato gratuitamente un dettagliatissimo manuale d'istruzione che descrive in forma piana ed accessibile a tutti come effettuare ogni misura e chiarisce inoltre al tecnico meno preparato i concetti fondamentali di ogni singolo parametro. L'apparecchio è costruito intieramente con una nuovissima resina che lo rende assolutamente infrangibile agli urti. Per quanto si riferisce alla sua perfetta e professionale progettazione e costruzione meccanica ed al suo particolare circuito la I.C.E., avendo adottato notevolissime ed importanti innovazioni ha ottenuto anche per questo suo nuovo apparecchio diversi Brevetti Internazionali!

Minimo peso: grammi 250.
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28.

PREZZO NETTO: SOLO L. 6.900 !!

Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento all'ordine o alla consegna, omaggio del relativo astuccio identico a quello del SUPERTESTER I.C.E. ma bicolore per una facile differenziazione.

I. C. E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6